NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
MAR 22 19

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 454
JANVIER 1965
PRIX : 10 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Radar CONRAD à compression d'impulsions, étudié et construit par la Compagnie Française Thomson-Houston, sur contrat de la D.M.A. (Service Technique des Télécommunications de l'Air).

■

Numéro consacré au

BRUIT DANS LES RÉCEPTEURS POUR LES GAMMES HYPERFRÉQUENCES, INFRAROUGE ET VISIBLE

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION BOULDER, COLORADO

JUN 27 1966

oscilloscope du continu à 1000 MHz EN DIRECT

ÉPAISSEUR DU SPOT <12/100 mm
POUR UN NIVEAU DE LUMINANCE DE 350 NITS

SURFACE D'OBSERVATION : RECTANGLE 8 x 12 cm

BANDE PASSANTE : DU COURANT CONTINU à 1000 MHz

TEMPS DE MONTÉE : DE L'ORDRE DE 0,35 ns

IMPÉDANCE D'ENTRÉE : 100 Ω

VITESSE DE BALAYAGE (ÉTALONNÉE) : 2 ns/cm à 1 µs/cm

RETARD DE BALAYAGE : 0 à 35 ns

SYNCHRONISATION EFFICACE JUSQU'AU DELA DE 1000 MHz

GÉNÉRATEURS DE MARQUAGE ET D'IMPULSIONS INCORPORÉS

A LARGE BANDE

CARACTÉRISTIQUES :

Déviation verticale : attaque des plaques en direct - Dispositif spécial de retard (40 nanosecondes) incorporé.
Bande passante : du courant continu à 1000 MHz - Temps de montée : 0,35 ns.
Sensibilité : de l'ordre de 10 V/cm - Entrée sur fiche coaxiale Zc-100 Ω.
Déviation horizontale : 9 vitesses de balayage étalonnées : 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 et 1000 ns/cm ± 3% - En déclenché ou en synchronisé (sur signaux périodiques jusqu'au delà de 1000 MHz).
Balayage monocoup
Retard du balayage : ..... de 0 jusqu'à 35 ns environ
Signaux de déclenchement : ..... intérieurs ou extérieurs
Circuits auxiliaires : Générateur d'impulsions unité - Générateur de marquage en temps (50 et 500 MHz) et d'impulsions (durée : 10 ns - Temps de montée : 0,6 ns - 15 volts - 50 ohms).
Signaux délivrés : un "top" simultané avec le signal de déclenchement – un signal de "porte" retardée, de même durée que le balayage.
Fixation de caméra :..... monture standard
Dimensions hors-tout (avec possibilité de montage en rack) 400 x 444 (ou 483) x 643.

DOCUMENTATION COMPLÈTE ET PRIX FRANCO SUR DEMANDE

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER • TRAPPES
(S.-&-O.) • TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 LIGNES GR.)

FERISOL

ETS GEFFROY & CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 3.250.000 F

Agence PUBLÉDITEC-DOMENACH 449

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO-ÉLECTRICIENS, 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6e Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F. C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso " extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e, Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Le CONRAD, radar métrique panoramique de couverture plane, à grandes performances de détection, utilisant la technique de compression des impulsions.

Il a permis le recueil d'échos radar sur la Lune en octobre 1963.

Cet équipement est une des premières applications des théories modernes du radar.

Compagnie Française THOMSON-HOUSTON
Groupement Systèmes Electroniques Radar
1, rue des Mathurins, BAGNEUX (Seine)
Tél. 253-64-90

45e année — **Janvier 1965** — Ce n° : 10 F

N° 454

SOMMAIRE

Les récepteurs à faible bruit pour les gammes hyperfréquences, infrarouge et visible

Editorial — J. Le Mezec — 7

Le bruit dans les récepteurs pour les gammes hyperfréquences, infrarouge et visible — J. Le Mezec — 9

Les sources de bruit dans les récepteurs de télécommunications. Application aux télécommunications par satellites — J.P. Houssin — 15

La mesure des faibles températures de bruit — M. Ruppli — 21

Evolution du tube à propagation d'ondes à faible bruit — P. Delphin — 29

Les masers et leurs possibilités actuelles — M. Soutif — 41

Problèmes de mesure des caractéristiques d'un maser au point de vue de sa température de bruit et de sa stabilité — M.J. Grangeon — 53

Introduction aux phénomènes non linéaires en hyperfréquences — J.P. Poitevin — 60

L'amplification paramétrique. Ses domaines d'application. Ses possibilités de développement — P. Deman — 69

Etude de la température de bruit et de la bande passante des amplificateurs paramétriques à diodes semiconductrices — P. Vuillaume — 74

Les récepteurs à diodes tunnel aux hyperfréquences — J.M. Colin — 80

Le bruit de fond des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire utilisés en hyperfréquences comme détecteurs et mélangeurs — H. Deroy, Ph. Monier — 87

Spectre de bruit des oscillateurs hyperfréquences. Application à deux types de klystrons, bande Ka — R. Juillerat — 101

Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz) — J. Besson, B. Philippeau, R. Cano, M. Mattéoli, R. Papoular — 107

Rapport signal/bruit des détecteurs photoélectriques — F. Desvignes — 116

Performances des détecteurs photo-paramétriques à résistance positive — D.J. Roulston — 122

Le bruit d'incohérence en modulation d'amplitude — C. Ducot — 131

Informations

Documentation technique — 139

Communiqués — 142

Bibliographie — 145

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1964)

M.L. BRAMEL de CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des P.T.T.

Président désigné pour 1965

M.P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Vice-Présidents

M.M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.
M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.

Secrétaire Général

M.R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.
J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Genoblre.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. L. ROBIN	
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers résidant en France	F
Particuliers résidant en France âgés de moins de 25 ans en cours d'études	F
Particuliers résidant à l'étranger F + 5,00 F pour frais postaux	F
Particuliers résidant à l'étranger âgés de moins de 25 ans en cours d'études F + 5,00 F pour frais postaux	F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	F
ou	F
ou	F

Cotisations à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.

**NDLR. Cette revue est *l'Onde Electrique*.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LE BRUIT DANS LES RÉCEPTEURS POUR LES GAMMES HYPERFRÉQUENCES, INFRAROUGE ET VISIBLE, par J. LE MEZEC, *Ingénieur en chef des Télécommunications au CNET, Président de la 4e section d'Etudes de la SFER.* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 7 à 14).

Comme introduction au numéro de l'Onde Electrique *consacré aux récepteurs à faible bruit dans les gammes hyperfréquences, infrarouge et visible, l'auteur rappelle quelques notions fondamentales et quelques définitions qui sont nécessaires pour aborder l'étude des dispositifs à faible bruit aux fréquences très élevées. Il en fait l'application aux détecteurs quadratiques dont il compare les propriétés du point de vue du bruit en hyperfréquences et dans le visible.*

LES SOURCES DE BRUIT DANS LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉCOMMUNICATIONS. APPLICATION AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES, par J.P. HOUSSIN, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications.* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 15 à 20).

On décrit d'abord les principales sources de bruit d'un système de réception d'une station de télécommunications en considérant plus particulièrement le cas des stations terriennes de télécommunications par satellites pour lesquelles le problème de la réception à faible bruit est le plus important de la transmission.

On donne ensuite les principaux résultats de mesure de bruit obtenus à la station de télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou et on essaie de les interpréter.

LA MESURE DES FAIBLES TEMPÉRATURES DE BRUIT, par M. RUPPLI, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston (Groupe Electronique).* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 21 à 28).

On examine, d'un point de vue théorique, les différentes méthodes permettant de mesurer en hyperfréquences des faibles températures de bruit (inférieures à 300 °K et, plus spécialement, inférieures à 100 °K).

Trois méthodes sont considérées : mesure à l'aide de charges, mesure avec un tube de bruit et mesure avec un tube de bruit et une charge froide associés à un coupleur.

On détermine, dans chaque cas, la précision obtenue. On tient compte pour cela des erreurs dues aux désadaptations et à la mesure de ces désadaptations, et des erreurs d'étalonnage des sources de bruit utilisables. A titre d'illustration, on calcule la précision sur la mesure de la température de bruit d'un amplificateur paramétrique à faible bruit dans la bande des 4 GHz. En conclusion, on compare les différentes méthodes en délimitant le domaine d'application de chacune d'elles, et en soulignant la difficulté d'obtenir des précisions meilleures que 10 % sur des températures de bruit inférieures à 100 °K.

ÉVOLUTION DU TUBE A PROPAGATION D'ONDES A FAIBLE BRUIT par P. DELPHIN, *Ingénieur à la CSF.* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 29 à 40).

La complexité des phénomènes qui déterminent le facteur de bruit des tubes à propagation d'ondes permet d'expliquer a posteriori la lenteur relative de leur évolution. L'analyse théorique de modèles simplifiés permet de mettre en évidence les facteurs qui limitent les performances de ces amplificateurs.

Les résultats expérimentaux récents montrent que cette évolution n'est pas achevée et que des progrès importants seront encore réalisés au cours des prochaines années. L'examen des performances des tubes industriels actuels et la description de quelques applications typiques font l'objet de la fin de cet article.

LES MASERS ET LEURS POSSIBILITÉS ACTUELLES, par M. SOUTIF, *Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 41 à 51).

L'interaction entre un rayonnement et des niveaux matériels quantifiés est présentée en insistant sur l'importance thermodynamique du problème et la définition des températures négatives. Le fonctionnement quantique d'un maser à 3 niveaux est ensuite analysé, puis son fonctionnement radioélectrique et, plus particulièrement, son facteur de bruit.

L'étude de l'amélioration de tels masers et les performances actuellement obtenues dans le domaine centimétrique permettent d'introduire le principe des masers à ondes progressives.

Enfin, quelques indications sont données sur les masers millimétriques déjà obtenus ou en cours d'étude, et sur les usages actuels de tels dispositifs.

PROBLÈMES DE MESURE DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MASER AU POINT DE VUE DE SA TEMPÉRATURE DE BRUIT ET DE SA STABILITÉ, par M. J. GRANGEON, *Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Française Thomson-Houston.* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 53 à 59).

La mesure de la température de bruit des différentes parties d'un récepteur dit « faible bruit » requiert la connaissance précise des différents paramètres physiques du système, en particulier, les températures, les gains, les bandes passantes.

La mesure de la température de bruit d'un maser à rubis à cavité est exposée en indiquant particulièrement toutes les erreurs intervenant dans l'estimation de cette température et les soins nécessaires pour exécuter la mesure.

Les relevés expérimentaux concordent assez bien avec les prévisions théoriques en ce qui concernent les températures mesurées et les dérives de gain en fonction des paramètres physiques comme la pression atmosphérique, le champ magnétique, etc.

La température de bruit mesurée du maser est de 37° ± 7 °K.

La stabilité de gain est de l'ordre de 10^{-2} sur une heure.

INTRODUCTION AUX PHÉNOMÈNES NON LINÉAIRES EN HYPERFRÉQUENCES, par J.P. POITEVIN, *Ingénieur des Télécommunications au CNET, (département « Transmission »).* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 60 à 68).

Cet article constitue une introduction à la théorie des effets non linéaires, orientée en vue des applications au domaine des hyperfréquences.

Après avoir rappelé les résultats essentiels de la théorie en « petits signaux » et de la théorie en « signal fort et signal faible », ces résultats sont appliqués aux diodes détectrices, mélangeuses, et paramétriques utilisées en hyperfréquence. On retrouve ainsi un certain nombre de résultats fondamentaux concernant les détecteurs quadratiques, les mélangeurs classiques et les amplificateurs paramétriques.

L'AMPLIFICATION PARAMÉTRIQUE. SES DOMAINES D'APPLICATION. SES POSSIBILITÉS DE DÉVELOPPEMENT, par P. DEMAN, *Ingénieur en chef du Département Télécommunications à la C.F.T.H.* L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 69 à 73).

Après avoir rappelé les propriétés générales des divers amplificateurs à faible bruit, l'auteur décrit les différents types d'amplificateurs paramétriques. Partant des résultats obtenus en exploitation dans des faisceaux hertziens transhorizon, on examine les caractéristiques susceptibles d'amélioration et les moyens pour y arriver.

L'article se termine par les perspectives d'application et, plus particulièrement, dans les télécommunications spatiales.

SUMMARIES OF THE PAPERS

MASERS AND THEIR PRESENT-DAY POSSIBILITIES, by M. SOUTIF, *Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 41 to 51).

The interaction between radiation and quantified levels is discussed with emphasis on the thermodynamic importance of the problem and the definition of negative temperatures. The quantum functioning of a maser at three levels is then examined, with its radio-electric operation and particularly its noise factor.

A discussion of the improvement of such masers and performances currently obtained in the centimetric field introduces the principle of travelling wave masers.

Finally, various accounts are given concerning millimetric masers already functioning or in the course of development, and on the present-day use of such devices.

THE PROBLEMS INVOLVED IN THE MEASUREMENT OF MASER CHARACTERISTICS FROM THE POINT OF VIEW OF ITS NOISE TEMPERATURE AND ITS STABILITY, by M. J. GRANGEON, *Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Française Thomson-Houston*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 53 to 59).

Measurement of the noise temperature of different parts of a so-called « low noise » receiver requires an exact knowledge of different physical parameters of the system, notably temperatures, gains, and pass-bands.

The measurement of the noise temperature of a ruby cavity maser is discussed, with a particular account of all the errors which arise in the estimation of this temperature, and there is an account of the precautions necessary in making the measurement.

The experimental results agree fairly well with the theoretical forecasts as concerns the measured temperatures and the relationship between gain and physical parameters such as atmospheric pressure, the magnetic field, and so on.

The measured noise temperature of the maser is $37° \pm 7$ °K. The gain stability is of the order of 10^{-2} over an hour.

INTRODUCTION TO NON-LINEAR PHENOMENA AT HYPER-FREQUENCIES, by J.P. POITEVIN, *Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T. département « Transmission »*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 60 to 68).

This article provides an introduction to the theory of non-linear effects and is written in relationship to applications in the field of hyper-frequencies.

After an account of the basic results of the theory for « weak signals » and the theory for « strong signal and weak signal », these results are applied to diode detectors, mixers, and parametric devices used at hyper-frequencies.

In this way there come to light a certain number of fundamental results concerning quadratic detectors, conventional mixers and parametric amplifiers.

THE PARAMETRIC AMPLIFIER. ITS FIELDS OF APPLICATION AND ITS POSSIBILITIES OF DEVELOPMENT, by P. DEMAN, *Ingénieur en Chef du Département Télécommunications à la C.F.T.H.* L'Onde Electrique, January 1965 (pages 69 to 73).

After an account of the general characteristics of various low-noise amplifiers, the writer describes the different kinds of parametric amplifiers. Working from the results obtained in the use of trans-horizon radio circuits, the characteristics which can be improved are discussed and the means of improvement.

The article concludes with a review of applications, particularly in space telecommunications.

NOISE IN RECEIVERS FOR THE HYPERFREQUENCY, INFRA-RED AND VISIBLE WAVE BANDS, by J. LE MEZEC, *Ingénieur en chef des Télécommunications au CNET. Président de la 4e Section d'Etudes de la SFER*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 7 to 14).

As an introduction to the issue of *l'Onde Electrique* concerned with low noise reception in the hyperfrequency, infra-red and visible wavebands, the writer recalls various fundamental ideas and various definitions which are necessary in approaching the study of low-noise devices at very high frequencies. He considers the case of quadratic detectors whose properties he compares from the point of view of noise level at hyperfrequencies and in the visible range.

SOURCES OF NOISE IN TELECOMMUNICATION RECEIVERS. APPLICATION TO COMMUNICATIONS USING SATELLITES, by J.P. HOUSSIN, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 15 to 20).

There is first a description of the principal sources of noise in the receiving system of a telecommunications station, with reference particularly to the earth terminal of satellite communications systems where low-noise reception is the most important requirement.

There follows an account of the principal noise measurements made at the Pleumeur-Bodou satellite communication station, and there is some discussion of their interpretation.

THE MEASUREMENT OF LOW NOISE TEMPERATURES, by M. RUPPLI, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston (Groupe Electronique)*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 21 to 28).

This account examines from a theoretical point of view the different ways of measuring at hyperfrequencies low-noise temperatures (lower than 300 °K and particularly lower than 100 °K).

Three methods are considered.

In each case the accuracy obtainable is considered. Account is taken of the errors which arise from mismatching and the order of mismatching, and the errors in the standardisation of sources of noise which can be used. For example, a calculation is made of the accuracy of the measurement of noise temperature in a parametric amplifier of low noise in the 4 GHz band. Finally the different methods are compared in defining the field of application of each and underlining the difficulty of obtaining accuracies better than 10 % for noise temperatures lower than 100 °K.

THE EVOLUTION OF LOW-NOISE TRAVELLING WAVE TUBES, by P. DELPHIN, *Ingénieur à la C.S.F.* L'Onde Electrique, January 1965 (pages 29 to 40).

The complexity of the phenomena which determines the noise factor of travelling wave tubes makes it clear in arrears why their development has been relatively so slow. The theoretical analysis of simplified models makes it possible to show the factors which limit the performance of these amplifiers.

Recent experimental results show that this development is not yet at an end and that important progress can still be expected during the next few years.

The end of the article is concerned with the performance of present-day industrial tubes and a description of some typical applications.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

ÉTUDE DE LA TEMPÉRATURE DE BRUIT ET DE LA BANDE PASSANTE DES AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES A DIODES SEMICONDUCTRICES, par P. VUILLAUME, *Ingénieur au centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité, Département Télécommunications (Marcoussis, S.-et-O.)*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 74 à 79).

L'auteur présente une étude théorique de la bande et de la température de bruit que l'on peut atteindre, selon la diode utilisée, dans un amplificateur paramétrique à réflexion fonctionnant à 4 GHz.

Après avoir examiné la structure de tels amplificateurs en hyperfréquences, il passe en revue différents procédés d'élargissement de la bande d'amplification et compare leur influence sur la température de bruit.

LES RÉCEPTEURS A DIODES TUNNEL AUX HYPERFRÉQUENCES, par J.M. COLIN, *ingénieur au Laboratoire Central des Télécommunications*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 80 à 86).

Les diodes tunnel permettent la réalisation de mélangeurs et d'amplificateurs à faible bruit, légers et à faible consommation de puissance d'alimentation, dans une gamme de fréquences allant jusqu'à 10 000 MHz. Après une description sommaire de l'effet tunnel, les caractéristiques de ces récepteurs font l'objet d'une brève étude théorique et des résultats expérimentaux sont présentés.

LE BRUIT DE FOND DES ÉLÉMENTS SEMICONDUCTEURS A RÉSISTANCE NON LINÉAIRE UTILISÉS COMME DÉTECTEURS ET MÉLANGEURS HYPERFRÉQUENCES, par H. DEROY et Ph. MONIER, *Ingénieurs au Département de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F. (Puteaux, Seine)*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 87 à 100).

Pour la réception des hyperfréquences, on utilise souvent comme détecteurs et mélangeurs des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire. Les auteurs étudient ici trois classes de tels éléments : les diodes à pointe, les diodes PNP à effet de perçage, et les diodes tunnel et inverses. Ils mettent en évidence la limitation fondamentale des performances de ces éléments due au bruit de grenaille, et éventuellement au bruit de scintillation.

L'étude théorique de la caractéristique $I(V)$ et des sources de bruit de fond, données de base auxquelles on peut relier tous les paramètres importants d'un détecteur ou d'un mélangeur, est confirmée par des résultats expérimentaux. Enfin, les auteurs présentent pour chaque élément des mesures en mélangeur faites dans les mêmes conditions, ce qui permet d'esquisser une comparaison entre eux.

SPECTRE DE BRUIT DES OSCILLATEURS HYPERFRÉQUENCE. APPLICATION A DEUX TYPES DE KLYSTRONS, BANDE Ka, par R. JUILLERAT, *Société anonyme Lignes Télégraphiques et Téléphoniques. Laboratoire de Montrouge*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 101 à 106).

Le spectre de bruit accompagnant le signal émis par un oscillateur hyperfréquence peut avoir une importance primordiale lorsque cet oscillateur est utilisé dans un récepteur superhétérodyne.

On décrit les méthodes de mesure du spectre de bruit et l'on compare les résultats de ces mesures effectuées sur deux types de klystrons fonctionnant, en bande Ka, selon des principes d'interaction différents.

LE DÉTECTEUR A ANTIMONIURE D'INDIUM DANS LA BANDE DE 0,1 A 10 mm (30 à 3 000 GHz), par J. BESSON, B. PHILIPPEAU, *Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications*. R. CANO, M. MATTÉOLI et R. PAPOULAR, *Association Euratom, CEA, Groupe de Recherche sur la Fusion*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 107 à 115).

Après avoir exposé quelques idées actuelles sur les principes du fonctionnement du détecteur à InSb, nous en décrivons deux réalisations différentes, conçues en fonction de l'utilisation. Ces montages nous ont servi à mesurer les performances de plusieurs échantillons cristallins fabriqués dans nos laboratoires, performances que nous comparons à celles des autres détecteurs disponibles dans la même bande spectrale. Cela permet de définir les domaines d'utilisation de ce détecteur dont nous décrivons rapidement deux applications.

RAPPORT SIGNAL/BRUIT DES DÉTECTEURS PHOTOÉLECTRIQUES, par F. DESVIGNES, *Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 116 à 121).

Après un bref rappel sur la définition de la détectivité, on examine les hypothèses qui permettent de calculer simplement et de la manière la plus générale les puissances de signal et de bruit à la sortie d'un système photoélectrique. L'étude du résultat obtenu permet de définir les limites du domaine de validité de la notion de détectivité, et de comparer les performances des photomultiplicateurs et des photodiodes. On examine ensuite des problèmes relatifs à l'amplification des signaux fournis par ces derniers détecteurs afin de mettre en évidence les paramètres de construction et d'emploi les plus importants.

PERFORMANCES DES DÉTECTEURS PHOTO-PARAMÉTRIQUES A RÉSISTANCE POSITIVE, par D.J. ROULSTON, *Ingénieur au Département de Recherches Physico-Chimiques de la CSF*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 122 à 130).

L'article commence par un exposé des performances fondamentales d'une photodiode employée pour la détection d'un signal optique modulé en amplitude. Ces performances sont comparées à celles d'un détecteur quantique idéal, ce qui permet la définition d'un facteur de mérite.

Ensuite deux types de circuit sont considérés : d'abord un amplificateur photo-paramétrique up-converter « classique » comportant un circuit résonnant accordé sur la fréquence de modulation à l'entrée, puis un circuit modifié dans lequel ce circuit résonnant est supprimé.

Les avantages de ce nouveau circuit sont mis en évidence ; il permet en effet, avec des bandes d'information de plusieurs mégahertz, des performances comparables à celles d'un photomultiplicateur typique.

LE BRUIT D'INCOHÉRENCE EN MODULATION D'AMPLITUDE, par C. DUCOT, *Directeur technique adjoint aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 131 à 138).

L'article étudie les possibilités de transmission d'information sur onde porteuse incohérente modulée en amplitude.

On donne d'abord quelques remarques sur la cohérence du point de vue du radiotechnicien abordant le domaine des fréquences optiques. Ces remarques permettent de préciser la notion de porteuse incohérente.

Ensuite on considère la détection d'une telle porteuse modulée en amplitude. On définit la bande et le bruit d'incohérence. L'introduction d'un modèle mathématique classique pour représenter la porteuse permet alors d'examiner le rôle que joue dans la détection le bruit d'incohérence, d'abord seul, puis en association avec le bruit thermique de réception.

En conclusion, on rassemble les principaux résultats obtenus, notamment dans trois cas favorables : celui où la bande du signal modulateur est faible par rapport à la bande d'incohérence, celui où l'effet (multiplicatif) du bruit d'incohérence est rendu inoffensif par l'emploi d'une modulation en impulsions « tout ou rien », et celui où la fréquence inférieure du signal modulateur est supérieure au double de la largeur de bande d'incohérence. On rappelle enfin l'influence du bruit additif sur le choix optimal de la largeur de bande d'incohérence.

SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

THE InSb DETECTOR IN THE BAND OF 0.1 TO 10 mm (30 à 3 000 GHz), by J. BESSON, B. PHILIPPEAU, *Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications*, R. CANO, M. MATTÉOLI et R. PAPOULAR, *Association Euratom, CEA, Groupe de Recherche sur la Fusion*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 107 to 115).

Some current ideas on the principle of operation of the InSb detector are stated. Two versions of this detector have been designed in view of different application. A number of cristalline specimens, produced on our laboratories, have been tested in both cases and their performances are compared with those of other available receivers in the same spectral band. This leads to the definition of the field of application of the InSb detector, use of which are briefly reported.

SIGNAL TO NOISE RATIO OF PHOTOELECTRIC DETECTORS, by F. DESVIGNES, *Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 116 to 121).

After a short survey of the concept of detectivity the hypothesis for a simple and general calculation process of signal and noise output of photoelectric devices is given. The analysis of the result gives the validity limits of the detectivity concept, and the bases for a comparison between the photomultipliers and photodiodes performances for high signal to noise ratio and wide band devices. The problem of the very low current amplification, is examined, showing the most critical parameters for the design of the photodiodes and amplifiers.

PERFORMANCE OF POSITIVE RESISTANCE PHOTO-PARAMETRIC DETECTORS, by D.J. ROULSTON, Ph. D. *Département de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F.* L'Onde Electrique, January 1965 (pages 122 to 130).

The paper starts by stating the basic performances obtainable with a photo-diode used as a detector of an amplitude modulated optical signal. A comparison is made with an ideal quantum detector and a figure of merit is thus defined.

Two circuits are then analysed : firstly, a « classical » photo-parametric up-converter with the photo-diode resonated at the input modulation frequency and secondly, a modified circuit in which there is no resonant circuit at the input frequency.

The advantages of the new circuit are demonstrated and it is concluded that, with information bands of several Mc/s ; performances comparable to those of typical photomultipliers may be obtained.

NOISE IN AMPLITUDE MODULATION, by C. DUCOT, *Directeur Technique Adjoint aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 131 to 138).

The article studies the possibilities of the transmission of information on a non-coherent carrier wave amplitude modulated.

There are first some comments about coherence from the point of view of the radio technician working in the field of optical frequencies. These observations help to clarify the idea of a non-coherent carrier.

Next there is consideration of the detection of such a wave when amplitude modulated. The band is defined and the non-coherent noise. The introduction of a conventional mathematical model to represent the carrier wave then makes it possible to examine the role which non-coherent noise plays in the detection, first alone and then in association with thermal reception noise.

Finally the principal results obtained are assembled particularly in three favourable instances. One of these is where the band of the modulation signal is small in comparison with the non-coherent band: another is where the (multiplying) effect of the non-coherent noise is avoided by the use of modulation using « on and off » pulses. The third is where the lowest frequency of the modulating signal is at least twice as high as the width of the non-coherent band. There is then an account of the effect of additive noise on the optimum choice for the width of the non-coherent band.

STUDY OF NOISE TEMPERATURE AND BAND-WIDTH OF PARAMETRIC AMPLIFIERS USING SEMICONDUCTOR DIODES, by P. VUILLAUME, *Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité, Département Télécommunications (Marcoussis, S.-et-O.)*. L'Onde Electrique, January (pages 74 to 79).

A theoretical study of the attainable noise temperature and bandwidth of a 4 Gc/s parametric amplifier according to the type of the used diode is presented.

The structure of such microwave amplifiers is first discussed. Different ways of widening the band are then examined and their effect on noise temperature compared.

MICROWAVE TUNNEL DIODE RECEIVERS, by J.M. COLIN, *Ingénieur au Laboratoire Central des Télécommunications*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 80 to 86).

The tunnel diode enables the realization of mixers and amplifiers with low noise, light weight and low power consumption in a frequency range reaching up to 10,000 Mc/s. After a brief description of the tunnel effect, the performances of these receivers are deduced from a brief theoretical analysis and some experimental results are given.

NOISE PERFORMANCE OF NON-LINEAR RESISTANCE SEMICONDUCTOR DEVICES USED AS MICROWAVE DETECTORS AND MIXERS, by H. DEROY and Ph. MONIER, *Ingénieurs au Département de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F., Puteaux, Seine*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 87 to 100).

Non-linear resistance semiconductor devices are often used as detectors and mixers in microwave receivers. The authors study three such devices : point-contact diodes, punch-through P.N.P. diodes, backward and tunnel diodes. They show that the performance of these elements is fundamentally limited by shot noise and in some cases by flicher noise.

The theoretical study of the $I(V)$ characteristic and of the noise sources is confirmed by experiments : these parameters completely define the performance of detectors and mixers. Finally, for each device in the same mixer configuration, the authors give experimental results which enable a comparison to be made between them.

MICROWAVE OSCILLATOR NOISE SPECTRUM. NOISE MEASUREMENTS OF TWO TYPES OF Ka BAND KLYSTRONS, by R. JUILLERAT. *Société anonyme Lignes Télégraphiques et Téléphoniques. Laboratoire de Montrouge*. L'Onde Electrique, January 1965 (pages 101 to 106).

The noise spectrum accompanying a microwave oscillator signal can be an important characteristic when this oscillator is used in a superheterodyne receiver.

The noise spectrum measurement methods are described and two types of Ka band klystrons which oscillate with different interaction principles are compared.

ÉDITORIAL

PAR

J. LE MEZEC

Ingénieur en Chef des Télécommunications au CNET

Président de la 4e Section d'Études de la S.F.E.R.

Depuis une dizaine d'années, les performances des récepteurs à faible bruit en hyperfréquences ont été complètement bouleversées par l'invention de nouveaux amplificateurs et détecteurs dont certains sont entrés dans la technique courante. Tandis que le travail se poursuit dans les gammes centimétriques et millimétriques, l'invention des lasers a dirigé l'effort de recherche de nombreux radioélectriciens vers les gammes infrarouge et visible. Du point de vue du bruit, la situation qu'ils y trouvent est comparable à celle qui existait dans le domaine centimétrique vers la fin de la guerre.

En effet, dans la gamme des hyperfréquences, jusque vers 1952, on disposait seulement de récepteurs à détection directe ou à changement de fréquence, basés sur la mise en œuvre de diodes à pointe au silicium. Actuellement, les types de récepteurs se sont diversifiés tant par suite de l'invention d'amplificateurs à faible bruit que par suite de l'apparition de nouveaux dispositifs non linéaires à semiconducteur susceptibles d'être utilisés comme détecteurs ou comme mélangeurs. Le travail de recherche qui s'est poursuivi pendant la dernière décade a conduit à l'apparition successive des tubes à onde progressive à faible bruit, des masers, des amplificateurs paramétriques, des diodes semiconductrices à effet tunnel, des diodes inverses. Les considérations pratiques qui s'imposent aux utilisateurs ont conduit à effectuer un choix, entre les nombreux dispositifs qui ont été étudiés en laboratoire. C'est dans le but de faire le point de la situation actuelle, jugée du point de vue du praticien, que nous avons réuni dans ce numéro de *l'Onde Electrique* des articles provenant de plusieurs laboratoires français qui ont une activité dans le domaine des récepteurs à faible bruit en hyperfréquences. Nous avons complété ce numéro par quelques articles consacrés aux détecteurs dans les gammes submillimétrique, infrarouge et lumineuse.

Après un rappel des notions de base concernant les dispositifs à faible bruit aux fréquences élevées, le numéro se poursuit par deux articles à caractère général : le premier analyse les différentes sources de bruits dans une liaison de télécommunications, en considérant plus spécialement une liaison par satellites où les performances de l'émetteur et du récepteur doivent être particulièrement poussées ; le second est consacré aux problèmes de mesure de la température de bruit.

Les deux articles suivants sont consacrés à deux amplificateurs, le tube à onde progressive à faible bruit et le maser, dont les performances sont complémentaires, le premier ayant une température de bruit moyenne et une bande très large tandis que le second possède une température de bruit extrêmement faible, mais une bande relativement étroite ; la mesure des caractéristiques du maser pose des problèmes spécifiques qui sont étudiés dans un article complémentaire.

Tous les autres articles de ce numéro sont consacrés à des dispositifs qui sont essentiellement non linéaires, même si l'action d'une polarisation continue ou d'un champ alternatif fort (oscillateur local ou onde de pompage) permet de les considérer comme linéaires dans le domaine des signaux faibles. Une introduction à ces dispositifs donne leurs propriétés essentielles du point de vue de la théorie des réseaux ; elle aboutit, en particulier, à une classification logique des amplificateurs paramétriques en fonction de leurs propriétés vues des accès. Parmi les nombreux types d'amplificateurs paramétriques qui ont été étudiés, l'amplificateur dipôle à résistance négative utilisant une diode semiconductrice à réactance variable est pratiquement le plus utilisé : deux articles lui sont consacrés, l'un à ses performances actuelles et ses possibilités d'avenir, l'autre aux problèmes que pose la réalisation d'un tel amplificateur.

WRH

Les deux articles suivants sont consacrés aux éléments semiconducteurs à résistance non linéaire : le premier étudie l'utilisation des diodes à effet tunnel dans les récepteurs ; le second est consacré à l'analyse des causes de bruit dans ces éléments utilisés comme détecteurs et mélangeurs. Enfin la partie de ce numéro consacrée aux hyperfréquences se termine par un article qui traite du bruit apporté par l'oscillateur local dans un récepteur à changement de fréquence.

Dans la gamme des ondes submillimétriques et dans l'infrarouge lointain et moyen, où le manque de détecteurs sensibles se fait cruellement sentir, le détecteur à antimoniure d'indium offre des caractéristiques intéressantes, bien que sa fréquence de réponse ne soit pas encore très élevée. Ce n'est qu'au-delà de la longueur d'onde de 2 μ que l'on retrouve des détecteurs à réponse très rapide, avec les détecteurs photoélectriques : diodes photovoltaïques et photomultiplicateurs. En raison de leur gain élevé, ces derniers présentent généralement un avantage marqué, malgré leur faible rendement quantique. Une étude présentée ici a pour but d'améliorer les performances des récepteurs à photodiodes en utilisant le même élément semiconducteur pour effectuer la détection et l'amplification paramétrique du signal détecté.

Enfin le dernier article de ce numéro vient nous rappeler que dans une opération de détection, une partie du bruit peut résulter de la nature de l'onde reçue : abordant un problème qui permet de préciser l'intérêt du laser par rapport aux sources incohérentes classiques dans la gamme lumineuse, il précise dans quelle mesure l'incohérence de l'onde porteuse est une cause additionnelle de bruit après détection.

Les quatre derniers articles ne présentent que certains aspects des problèmes de récepteurs à faible bruit dans les gammes submillimétrique, infrarouge et lumineuse. Nous espérons que *l'Onde Electrique* aura l'occasion de publier d'autres études sur ce sujet qui connaît un renouveau d'intérêt, et qui offre un vaste champ d'action à l'activité des chercheurs.

Nous tenons à remercier vivement tous ceux qui ont participé à la préparation de ce numéro, en particulier Monsieur D. COULMY, Ingénieur Militaire en Chef des Télécommunications, Président de la 9e section d'études de la S.F.E.R., et Monsieur J.P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

LE BRUIT DANS LES RÉCEPTEURS POUR LES GAMMES HYPERFRÉQUENCES, INFRAROUGE ET VISIBLE

INTRODUCTION

PAR

J. LE MEZEC

Ingénieur en Chef des Télécommunications au CNET

Un problème essentiel que doit résoudre le radioélectricien est de détecter le signal contenant l'information qu'il recherche. La nature du signal dépend du type d'application que l'on a en vue : information traduite par une modulation d'amplitude ou de phase d'une porteuse dans une liaison de télécommunication, onde réfléchie par un obstacle dans le radar, rayonnement propre des corps en radiométrie et en astrophysique. La valeur minimale du signal que l'on peut détecter est limitée par l'apparition de tensions et de courants à caractères plus ou moins aléatoires aux bornes du détecteur : ce sont ces tensions et courants que l'on qualifie du terme général de « bruit » [1] [4] [5]. Les types de bruits qui doivent être pris en considération varient avec les applications, plus précisément avec les opérations nécessaires à la détection du signal. Ainsi, dans une liaison par modulation de fréquence, les fluctuations de fréquence de la porteuse jouent un rôle important alors qu'elles peuvent avoir un effet négligeable dans telle liaison par modulation d'amplitude. Les sources de bruit sont en général très variées : les unes peuvent être localisées dans l'émetteur (par exemple fluctuations d'amplitude ou de fréquence, et plus généralement signaux parasites du générateur) ; d'autres proviennent du milieu de transmission (rayonnement du sol ou du ciel qui ont un effet important en radiométrie et en télécommunications par satellites). En général, cependant, la valeur du signal minimal détectable est déterminée par les sources de bruit localisées dans les éléments qui constituent le récepteur : lignes de transmission et circuits passifs, amplificateurs, changeurs de fréquence, détecteurs.

1. Causes physiques du bruit dans les récepteurs

Bien que les causes de bruit dans les récepteurs soient en apparence très variées, les plus importantes résultent d'un petit nombre de mécanismes physiques [2] [3]. Par exemple, de nombreuses sources de bruit proviennent des fluctuations de grandeurs macroscopiques qui traduisent des phénomènes discontinus à l'échelle microscopique. Il en est ainsi du bruit de grenaille (ou bruit de granulation, shot noise en anglais) provenant des fluctuations du courant émis par une cathode, par suite du caractère granulaire de l'électricité. Si l'on admet que l'émission de chaque électron constitue un phénomène aléatoire indépendant de l'émission des autres électrons, on montre que la probabilité pour qu'il y ait n électrons émis pendant un court intervalle de temps suit la loi de Poisson. Il en résulte que les fluctuations autour du nombre moyen $\bar{n}$ d'électrons émis sont données par :

$$\overline{(n - \bar{n})^2} = \bar{n}.$$

On en déduit que la valeur quadratique moyenne des fluctuations de courant dans une bande de fréquence B est donnée par $\bar{i}^2 = 2eI_0B$ (I_0 : courant moyen ; e : charge de l'électron). Cette source de bruit intervient dans les tubes électroniques, concurremment avec les fluctuations de vitesse des électrons émis par la cathode. Elle intervient aussi dans les dispositifs à semiconducteur, en particulier dans les détecteurs. On admet généralement que la même loi de fluctuations s'applique à l'émission photoélectrique ; bien que ce fait ne soit pas évident, puisque l'émission des électrons est alors due à la réception d'une onde lumineuse, c'est-à-dire d'une population de photons dont le nombre fluctue suivant sa loi propre, l'expérience semble confirmer la généralité de la formule du bruit de grenaille.

Le bruit lié aux fluctuations des grandeurs macroscopiques présente un caractère général, mais il dépend du mécanisme mis en jeu à l'échelle microscopique. SHIMODA, TAKAHASI et TOWNES [7] ont ainsi étudié un mécanisme susceptible de nombreuses applications. Ces auteurs considèrent un nombre initial n_0 de

particules, chacune ayant une probabilité a de produire par unité de temps une autre particule semblable et une probabilité b d'être absorbée ou détruite tandis qu'une source indépendante produit des particules semblables avec une probabilité c par unité de temps. Ils établissent la loi de probabilité qui régit l'évolution du nombre de particules en fonction du temps et ils en déduisent les fluctuations. Ce mécanisme s'applique, par exemple, aux amplificateurs quantiques (masers), les particules étant des photons et les trois phénomènes considérés, l'émission stimulée (probabilité a), l'absorption (probabilité b) et l'émission spontanée (probabilité c). Il s'applique aussi à bien d'autres phénomènes : multiplication électronique, averses de rayons cosmiques, mutations dans les organismes vivants.

L'émission spontanée d'énergie électromagnétique par tous les corps est une source de bruit particulièrement importante : en particulier l'émission produite par une population de particules en équilibre thermodynamique constitue le bruit thermique. Aux fréquences très élevées, l'un de ses aspects les plus connus est le rayonnement du corps noir ; aux basses fréquences, elle se traduit par la production d'une énergie de bruit dans les circuits radioélectriques. Dans tous les cas, l'énergie électromagnétique ainsi produite est liée à l'énergie emmagasinée dans un résonateur couplé à un thermostat à la température T. La mécanique statistique nous enseigne en effet que l'énergie moyenne d'un tel résonateur est :

$$\frac{h\nu}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right)-1}$$

(h : constante de Planck ; ν : fréquence de résonance ; k : constante de Boltzmann). Divers raisonnements, par exemple celui qui a été donné par NYQUIST en 1928, permettent d'en déduire que tout dipôle radioélectrique, présentant une résistance R à la température T, est une source de bruit susceptible de donner une puissance maximale de bruit :

$$N = \frac{h\nu B}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right)-1}$$

dans une bande de fréquence B autour de la fréquences centrale ν. En fait, aux fréquences élevées, une cavité résonnante peut présenter plusieurs modes de résonance dans une bande donnée ; de même, plusieurs modes peuvent se propager dans un guide d'ondes lorsque la longueur d'onde est petite par rapport aux dimensions transversales. Pour obtenir l'énergie totale de bruit emmagasinée dans une cavité ou la puissance totale transportée dans un guide, il faut alors sommer sur les différents modes possibles. En particulier, lorsque le nombre de modes dans l'intervalle B devient très grand, on obtient ainsi la formule bien connue du rayonnement du corps noir, cas particulier du bruit thermique aux fréquences très élevées.

A l'opposé, aux fréquences suffisamment basses pour que $h\nu \ll kT$ (soit $\nu \ll 200$ GHz si $T = 10$ °K), la puissance de bruit maximale donnée par un dipôle se réduit à $N = kTB$, expression bien connue de tous les radioélectriciens.

2. Température de bruit d'un dipôle

Parmi les différentes sources de bruit, c'est le bruit thermique qui a été choisi, en raison de son importance, comme bruit de référence dans les définitions et dans les mesures. Par exemple, si la puissance maximale de bruit que peut fournir un dipôle est N et si la partie réelle de son impédance à une fréquence donnée est la résistance positive R, on dit que sa « température équivalente de bruit » est T_e donnée par $N = kT_eB$. Ce dipôle est donc une source de bruit qui peut être représentée par un générateur de tension en série avec la résistance R, la valeur quadratique de la tension de bruit étant $\bar{e}^2 = 4kT_eRB$. Cette source de bruit peut aussi être représentée en plaçant en parallèle avec la résistance R un générateur de courant dont l'intensité est donnée par :

$$\bar{i}^2 = \frac{4kT_eB}{R}$$

A titre d'exemple, considérons le dipôle formé par un atténuateur à la température physique T_1, fermé sur une résistance R_0 à la température physique T_0. Nous supposons qu'il y a adaptation à l'entrée et à la sortie de l'atténuateur, de façon à ce qu'il n'y ait pas d'onde réfléchie. La puissance de bruit produite par la résistance R_0 est kT_0B. La puissance absorbée par l'atténuateur est $N_a = (1-A)kT_0B$, où A, nombre inférieur à l'unité, est le gain en puissance de l'atténuateur. Si l'on désigne par N_p la puissance de bruit produite par l'atténuateur, la puissance à la sortie est : $N_S = AkT_0B + N_p$. Si $T_0 = T_1$, il y a équilibre thermique et la puissance de bruit à la sortie de l'atténuateur est kT_1B. On en déduit que la puissance de bruit produite par l'atténuateur est :

$$N_p = (1-A)kT_1B.$$

Cette puissance est évidemment indépendante de la température T_0 de la résistance R_0. Dans le cas général, on a donc :

$$N_S = AkT_0B + (1-A)kT_1B.$$

L'ensemble résistance + atténuateur se comporte donc comme un dipôle de température de bruit :

$$T = T_0 + (1-A)T_1.$$

Cela est vrai, en particulier, lorsque l'atténuateur est une ligne adaptée, de longueur l et de coefficient d'affaiblissement linéique α ; on a alors :

$$N_S = kT_0B \cdot e^{-2\alpha l} + kT_1B(1-e^{-2\alpha l}).$$

On en déduit que, du fait de ses pertes, une ligne se comporte, lorsque αl est petit, comme une source de bruit dont la température est :

$$T = T_1(1 - e^{-2\alpha l}) \# 2\alpha l T_1 .$$

Si $T_1 = 290$ °K, $T \# 7$ °K pour une atténuation de 0,1 dB. Le bruit introduit par les lignes de transmission à l'entrée des amplificateurs à très faible bruit, tels que le maser, peut n'être pas négligeable. Remarquons que le signal subit aussi l'atténuation A, ce qui réduit encore le rapport signal/bruit à la sortie : cet effet a, en général, moins d'importance que la production de bruit par la ligne ; on peut cependant en tenir compte rigoureusement en traitant la ligne comme un quadripôle dont nous allons définir la température de bruit à l'entrée.

3. Température de bruit et facteur de bruit d'un quadripôle

Si l'entrée du quadripôle est fermée sur une source de résistance interne R_S dont la puissance maximale utilisable de signal est S_E, on peut recueillir à la sortie une puissance maximale de signal S_S : le rapport $G = \dfrac{S_S}{S_E}$ est le gain en puissance utilisable du quadripôle. T_0 étant la température de bruit de la résistance R_S, celle-ci peut aussi fournir une puissance maximale de bruit $N_E = kT_0B$: si le quadripôle n'introduisait aucune autre source de bruit, la puissance maximale utilisable de bruit à la sortie serait GkT_0B. En fait, dans un quadripôle réel, comportant soit des éléments dissipatifs, soit des éléments actifs, le bruit à la sortie est

$$N_S > GkT_0B.$$

Le bruit à la sortie est le même que si le quadripôle était non bruyant et le bruit à l'entrée

$$N'_E = \frac{N_S}{G} > N_E = kT_0B.$$

Nous poserons $N'_E = kT_0B + kT_eB$,

T_e étant appelée température équivalente de bruit du quadripôle : dans le cas général, elle dépend de l'impédance de fermeture R_S à l'entrée du quadripôle.

Remarquons que la température de bruit d'un quadripôle est ainsi définie à l'aide de la puissance de bruit ramenée à l'entrée. Cette précaution est nécessaire pour que la température équivalente de bruit du quadripôle ne soit pas d'autant plus grande que le gain est élevé. Il en résulte que la température de bruit d'un atténuateur considéré comme un quadripôle dont le gain G est égal à A et la température physique T_1, est :

$$T_{att} = \left(\frac{1}{A} - 1\right) T_1.$$

Avant que l'on se soit mis à utiliser systématiquement une température pour caractériser le bruit introduit par les réseaux électriques, on utilisait uniquement la notion de « facteur de bruit ».

Le facteur de bruit F caractérise la dégradation du rapport signal/bruit entre l'entrée et la sortie du quadripôle :

$$F = \frac{S_E/N_E}{S_S/N_S}.$$

On a :

$$F = \frac{S_E}{S_S} \times \frac{N_S}{N_E} = \frac{1}{G} \times \frac{GkT_0B + GkT_eB}{kT_0B}$$

soit

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0}.$$

La définition de F suppose que T_0 soit déterminée : par convention, on a pris $T_0 = 290$ °K, voisine de la température moyenne du laboratoire. Le facteur de bruit s'exprime généralement en décibels, par 10 log F. Le tableau suivant donne la correspondance entre température de bruit et facteur de bruit :

T_e (°K)	7	35	75	290	870	2 600	29 000
F (dB)	0,1	0,5	1	3	6	10	20

Pour définir la température de bruit et le facteur de bruit, nous avons fait appel au gain maximal en puissance utilisable et non au gain réel : ce dernier dépend des conditions de fermeture et un gain de désadaptation (qui est d'ailleurs, en général, une atténuation) vient s'ajouter au gain utilisable lorsqu'on n'est pas dans les conditions optimales de fermeture. Comme le gain de désadaptation est le même pour le signal et pour le bruit, il n'est pas nécessaire de le faire intervenir dans la définition de la température de bruit. Cette remarque permet de généraliser la définition de la température de bruit et du facteur de bruit lorsque le quadripôle présente une résistance négative à la sortie : il suffit alors de remplacer la puissance maximale utilisable par la puissance maximale échangeable, valeur extrémale de la puissance échangée avec la charge lorsque l'impédance de celle-ci est égale à la quantité complexe conjuguée de l'impédance du quadripôle vue de la sortie [6] [9].

Les définitions de la température équivalente de bruit et du facteur de bruit peuvent également se généraliser aux réseaux contenant des résistances négatives. En particulier, à un dipôle à résistance négative, on peut associer une température négative, notion qui prend un sens physique précis dans les amplificateurs quantiques.

Comme illustration, établissons la formule qui donne les performances de bruit d'une chaîne de deux quadripôles. Soient G_1 et G_2 le gain en puissance échangeable des deux quadripôles ainsi mis en chaîne, T_1 et T_2 leurs températures de bruit : rappelons que ces grandeurs doivent être définies, compte tenu des impédances effectives de fermeture des quadripôles à l'entrée.

La puissance de bruit maximale échangeable, N_S, à la sortie du deuxième quadripôle comprend trois composantes :

$kT_0BG_1G_2$ en provenance de la source ;

$kT_1BG_1G_2$ en provenance du premier quadripôle ;

kT_2BG_2 en provenance du deuxième quadripôle.

Le gain du quadripôle étant G_1G_2, sa température de bruit est donc :

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1}$$

et son facteur de bruit :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}.$$

Ces formules se généralisent pour une chaîne de plusieurs quadripôles :

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1G_2} + \ldots$$

4. Dipôles et quadripôles aux fréquences très élevées

Dans les définitions ci-dessus, nous avons pris comme expression du bruit thermique la formule simplifiée kTB. Lorsque $h\nu > kT$, les définitions précédentes restent valables en principe, mais on doit préciser si on définit la température équivalente à partir de la formule approchée ou de la formule quantique complète. L'utilisation de la formule quantique semble la plus logique et c'est ce que l'on fait généralement pour définir les températures équivalentes de rayonnement des corps. Cependant l'expression simplifiée est intéressante, elle aussi, pour définir les performances d'un élément de récepteur : on obtient en effet ainsi une grandeur qui est a priori proportionnelle à la puissance minimale du signal susceptible d'être distingué du bruit. Nous verrons cependant que cette grandeur présente peu d'intérêt pour un grand nombre de détecteurs des gammes infrarouge et visible.

Dans les amplificateurs, par contre, la notion de température équivalente reste intéressante, mais la prédominance de l'aspect quantique du rayonnement vient modifier profondément la situation. Dans les amplificateurs quantiques, l'émission spontanée vient en effet limiter les performances de bruit d'autant plus sévèrement que la fréquence est élevée. On sait que l'on peut caractériser la répartition des atomes actifs d'un maser entre deux niveaux d'énergie E_1 et E_2 par une température T, définie par

$$\frac{n_1}{n_2} = \exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) \quad \text{ou} \quad T = \frac{h}{k}\left[\mathrm{Log}_e \frac{n_1}{n_2}\right]^{-1}$$

n_1 et n_2 étant les populations des deux niveaux d'énergie E_1 et E_2 ($E_2 > E_1$; $E_2 - E_1 = h\nu$).

Lorsque T est positif et croît de 0 à l'infini, $\frac{n_2}{n_1}$ croît de 0 à 1 ; s'il y a « inversion de population », c'est-à-dire si $\frac{n_2}{n_1} > 1$, T est négatif et croît de $-\infty$ à 0 lorsque $\frac{n_2}{n_1}$ croît de 1 à l'infini. Lorsqu'il y a inversion de population, le matériau présente une absorption négative, et une cavité contenant un tel matériau se comporte comme un dipôle à résistance négative R et à température négative T. Du fait de l'émission spontanée des atomes du niveau supérieur E_2, ce dipôle est une source de bruit qui peut se représenter par un générateur de tension de bruit $\tilde{e}$. On peut montrer que l'expression de $\tilde{e}$ reste formellement la même que pour un dipôle à résistance positive et à température positive, à condition de considérer l'expression quantique complète, c'est-à-dire :

$$\tilde{e}^2 = \frac{4Rh\nu B}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1}.$$

Lorsque $h\nu \ll k|T|$ cette expression admet la même valeur approchée que dans le cas d'une résistance positive à température positive, soit :

$$\tilde{e}^2 \# 4k|R|\,|T|B.$$

Par contre, lorsque $h\nu \gg k|T|$ (inversion de population très grande ou fréquence très élevée)

$$\tilde{e}^2 \# 4|R|h\nu B.$$

On voit ainsi que l'expression $h\nu B$ se substitue à l'expression kTB traditionnelle. En fait, on peut montrer que, dans ces conditions, la puissance équivalente de bruit ramenée à l'entrée d'un amplificateur quantique est $h\nu B$. Dans un excellent article de synthèse, A.E. SIEGMAN [8] a montré que cette limite de bruit pouvait à volonté être rattachée à l'émission spontanée de photons, à l'énergie minimale d'un oscillateur quantique ou au principe d'incertitude. En la prenant en considération, on voit que les amplificateurs quantiques dans les gammes infrarouge et visible sont extrêmement défavorisés par rapport aux masers centimétriques. Il ne faut pas en déduire cependant qu'ils ne présentent aucun intérêt : il faudrait pour cela comparer les performances d'un récepteur à détection directe et d'un récepteur muni d'un amplificateur. Nous n'effectuerons pas ici cette comparaison et nous nous contenterons d'examiner rapidement comment les différentes causes de bruit affectent les détecteurs dans les gammes hyperfréquences et visible.

5. Bruit dans les détecteurs quadratiques

Un détecteur quadratique se comporte comme un générateur de courant $i = \beta P$, proportionnel à la puissance reçue P. Dans la gamme des hyperfréquences, ces détecteurs sont des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire (diodes à pointe, diodes inverses). Dans la gamme visible, ce sont des dispositifs à effet photoélectrique, photodiodes à jonction semiconductrice ou photomultiplicateurs. La réception d'un signal modulé en amplitude se traduit à la sortie du détecteur par le passage d'un courant continu $I_0 = \beta P_0$ proportionnel à la puissance moyenne du signal reçu et par le passage d'un courant $I_1 = 2mI_0$ à la fréquence de modulation, m étant l'indice de modulation. Au courant continu I_0 peut d'ailleurs venir s'ajouter un courant continu I_N traversant le détecteur en l'absence de signal : il en est ainsi d'un détecteur à semiconducteur polarisé par une tension continue. Du fait du bruit de grenaille, le détecteur comprendra un générateur de courant de bruit $i^2 = 2e(I_0 + I_N)B$, e étant la charge de l'électron, et B la bande de fréquence considérée. Dans un détecteur à semiconducteur, il vient s'y ajouter le bruit thermique de la résistance série r_s qui se traduit par un générateur de tension de bruit $v = \sqrt{4kTr_sB}$. Suivant la gamme de fréquence considérée, et la nature du détecteur, la contribution de chacune de ces sources de bruit est plus ou moins grande.

Dans le cas des détecteurs pour hyperfréquences fonctionnant à bas niveau, la contribution de I_0 est généralement négligeable et le détecteur peut être considéré, du point de vue du bruit, comme un dipôle actif d'impédance R pouvant donner une puissance maximale de bruit N indépendante du signal reçu. En posant $N = kT_eB$, on définit une température équivalente de bruit qui caractérise le détecteur ; on introduit aussi couramment un rapport de température de bruit $t = \dfrac{T_e}{T_0}$ où T_0 désigne la température ambiante que l'on prend par convention, égale à 290 °K. Ce rapport est généralement de l'ordre de grandeur de l'unité.

Dans la gamme visible, où les détecteurs à réponse rapide sont des détecteurs photoémissifs ou des détecteurs photovoltaïques, le bruit de grenaille provenant du courant d'obscurité I_N joue un rôle prépondérant dans les applications classiques de détection du rayonnement (astronomie, détection de particules nucléaires). Dans les applications plus récentes, telles que les expériences d'application du laser aux télécommunications, la puissance lumineuse qu'il faut recevoir pour obtenir une grande capacité d'information est telle que le bruit provenant de I_0 l'emporte. $\bar{i}^2$ est donc proportionnel à la puissance moyenne reçue et il devient moins intéressant d'introduire une température équivalente de bruit pour caractériser le détecteur. Les détecteurs photoémissifs et photovoltaïques étant des détecteurs quantiques, on les caractérise généralement par leur rendement quantique q, nombre d'électrons contribuant au courant détecté I_0 divisé par le nombre de photons reçus par unité de temps : $\dfrac{P_0}{h\nu}$.

On a donc $I_0 = q\dfrac{eP_0}{h\nu}$, c'est-à-dire $\beta = \dfrac{qe}{h\nu}$. La puissance S du signal détecté étant proportionnelle à $I_1^2 = 4m^2I_0^2$ et la puissance du bruit N à la sortie du détecteur étant proportionnelle à $\bar{i}^2 = 2eI_0B$.

On a :

$$S/N = \frac{2m^2qP_0}{h\nu B}$$

6. Signal minimal détectable et détectivité

Pour définir de façon globale la sensibilité d'un récepteur à détection directe les radioélectriciens et les spécialistes de l'infrarouge et du visible ont été amenés à caractériser indépendamment des grandeurs qui présentent une grande parenté. Ces grandeurs ont généralement été définies en vue d'applications à des systèmes particuliers. Ainsi en hyperfréquences on a surtout considéré les récepteurs vidéo de radar où le signal détecté est affiché sur l'écran d'un oscilloscope : la définition originale de la « sensibilité tangentielle » tient compte de cette particularité. Par contre la définition du « signal minimal détectable » ou du « signal nominal détectable » est plus générale : c'est la puissance qu'il est nécessaire de recevoir pour obtenir à la sortie une puissance de signal égale à la puissance de bruit ; évidemment cette grandeur dépend non seulement du détecteur, mais aussi de l'amplificateur et, en particulier, de sa largeur de bande. Les spécialistes de l'infrarouge ont introduit une notion identique à celle de « signal minimal détectable » sous le nom de « flux équivalent au bruit » P_B (en anglais « Noise equivalent Power »). Plus souvent, cependant, ils caractérisent un détecteur par sa « détectivité » $D = \dfrac{1}{P_B}$. Si l'on tient compte des particularités des détecteurs d'infrarouge, on est même amené à introduire une autre grandeur, la détectivité spécifique D^*. En effet, dans les applications classiques, pour un détecteur de type donné, P_B est proportionnel à la racine carrée de la surface sensible A et à la racine carrée de la bande passante B de l'amplificateur. La quantité $D^* = \dfrac{\sqrt{A}\cdot\sqrt{B}}{P_B}$ caractérise un type de détecteur et croît avec sa sensibilité. Elle s'exprime généralement en centimètre · watt^{-1} · hertz$^{\frac{1}{2}}$. Elle n'a de signification que si on précise les conditions de fonctionnement du détecteur (polarisation, type d'amplificateur, longueur d'onde du rayonnement reçu, fréquence de modulation). Par exemple, pour une photodiode au germanium, pour $\lambda = 1\ \mu$, on aura environ $D^* = 10^{12}$. Pour une surface sensible de 1 mm^2 et une bande passante de 1 MHz, on aurait donc $P_B = 10^{-7}$ W. Cette valeur est à rapprocher de celle que l'on déduit du « signal minimal détectable » des bons détecteurs vidéo de la gamme centimétrique, soit -55 dB/m (décibels au-dessous du milliwatt) pour une largeur de bande de 1 MHz, ce qui correspond à $P_B = 3\cdot10^{-9}$ W.

Conclusion

Nous avons rappelé quelques notions fondamentales et quelques définitions qui sont nécessaires pour aborder l'étude des dispositifs de réception à faible bruit dans les gammes hyperfréquences, infrarouge et visible. Malgré des différences quantitatives importantes entre les hyperfréquences et le visible, les problèmes de bruit gardent une parenté certaine d'une extrémité à l'autre de ce domaine de longueurs d'ondes. Bien que le caractère quantique de l'énergie électromagnétique marque profondément les performances de bruit des dispositifs dans la gamme visible, les notions macroscopiques classiques, telles que celles de bruit de grenaille, y restent valables dans l'étude des détecteurs quantiques. Les détecteurs s'y caractérisent par des rendements quantiques bien meilleurs que dans la gamme des hyperfréquences, mais, exprimés en termes de « signal minimal détectable », leur sensibilité est moins bonne dans la gamme visible que dans la gamme centimétrique. Quant aux amplificateurs et aux mélangeurs qui permettent de disposer en hyperfréquences de récepteurs très sensibles, leurs équivalents n'existent pas encore dans la gamme visible, malgré certaines expériences déjà effectuées en laboratoire. On peut prévoir cependant que leurs performances seront également affectées par les limites quantiques. De cette conclusion assez défavorable pour les récepteurs de la gamme visible, il ne faut pas déduire cependant que les ondes lumineuses, et plus particulièrement les ondes cohérentes émises par les lasers, ne présentent pas d'intérêt du point de vue des applications aux télécommunications et à la détection électromagnétique. Une liaison de télécommunications ou un dispositif radar est en effet, un ensemble dont les performances dépendent non seulement de la sensibilité du récepteur, mais aussi de la puissance des émetteurs, des possibilités de modulation, de l'atténuation apportée par le milieu de transmission, ainsi que de la directivité des antennes d'émission et de réception.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BLANC-LAPIERRE A. et FORTET R. — Théorie des fonctions aléatoires, 1953, Masson éd.

[2] VAN DER ZIEL A. — Noise, 1954, Pentrice-Hall, éd.

[3] GRIVET P. et BLAQUIÈRE A. — Le bruit de fond, 1958, Masson.

[4] An introduction to the theory of random signals and noise 1958, McGraw Hill, éd.

[5] BLANC-LAPIERRE A. et PICINBONO B. — Propriétés statistiques du bruit de fond, 1961. Masson, éd.

[6] HAUS H.A. et ADLER R.B. — Circuit theory of linear noisy networks, 1959, *the Technology Press of M.I.T.*, Wiley and Sons, éd.

[7] SHIMODA K., TAKAHASI H. and TOWNES C.H. — Fluctuations in amplification of quanta with application to maser amplifiers. *The Journal of the Physical Society of Japan*, vol. 12, nº 6, June 1957, pp. 686-700.

[8] SIEGMAN A.E. — Thermal noise in microwave systems. *The Microwave Journal*, March 1961, pp. 81-90 ; April 1961, pp. 66-73 ; May 1961, pp. 93-104.

[9] Description of noise performances of amplifiers and receiving systems, IRE subcommittee on noise, Proceedings of the IEEE, vol. 51, nº 3, March 1963, pp. 434-442.

LES SOURCES DE BRUIT DANS LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

Application aux télécommunications par satellites

PAR

J.P. HOUSSIN

Ingénieur des Télécommunications
au Centre National d'Études des Télécommunications

1. Introduction

Dans les télécommunications par voie radioélectrique, on transmet l'information en utilisant une onde électromagnétique porteuse que l'on a préalablement modulée par cette information. Pour pouvoir restituer l'information à la réception, il faut recueillir une partie de l'énergie de l'onde et, par conséquent, coupler l'antenne de réception au milieu de propagation. De ce fait, il est inévitable que l'antenne recueille aussi du bruit provenant de ce milieu par suite de l'agitation thermique des électrons. On sait que la puissance de bruit recueillie par un récepteur donné est proportionnelle à sa bande passante, dans la mesure où ses performances sont constantes dans cette bande. De plus, les amplificateurs du récepteur ajoutent du bruit provenant de sources internes. Quel que soit le procédé de modulation, on ne peut donc restituer l'information que si elle n'est pas noyée dans le bruit, autrement dit si, au moment de la démodulation, la puissance de l'onde porteuse est suffisante comparée à la puissance du bruit.

Qu'il s'agisse de radiocommunications en onde décamétrique, de faisceaux hertziens transhorizon, de faisceaux hertziens en visibilité ou de télécommunications par satellites, les origines du bruit dans le système de réception sont identiques. La seule différence est due à l'importance des puissances de bruit de chaque source qui peut être très variable.

C'est dans le cas des systèmes de réception des stations terriennes de télécommunications par satellites que l'on peut le mieux reconnaître et comprendre les problèmes posés par le bruit parce qu'ils y sont particulièrement importants. En effet, la grande largeur de bande nécessaire à la transmission d'une quantité importante d'informations conduit, comme dans les faisceaux hertziens, à utiliser des ondes hyperfréquences dont la propagation ne s'effectue qu'en ligne droite. L'altitude élevée d'un satellite utilisé comme relais le met en visibilité commune de points de la terre situés à plusieurs milliers de kilomètres l'un de l'autre. Il est facile de montrer que c'est sur le trajet satellite-terre qu'il est le plus difficile d'obtenir un rapport signal à bruit suffisamment élevé et que, par suite, les satellites actifs qui amplifient l'onde reçue avant de l'émettre, permettent les capacités les plus importantes. A la différence des autres systèmes, pour lesquels les stations émettrices sont au sol, la puissance émise par les satellites actuels et par ceux qui pourront être lancés dans un proche avenir est faible car l'énergie disponible à bord est limitée. Comparé au gain des antennes de faisceaux hertziens, le gain d'antenne des satellites est limité parce qu'un gain élevé nécessite une précision de pointage très grande qui pose de difficiles problèmes pour la stabilisation d'attitude du satellite. De plus, la distance qui sépare le satellite du lieu de réception et donc l'affaiblissement de propagation sont très grands. Par conséquent, la puissance reçue à l'entrée du récepteur des stations au sol est faible même avec de grandes antennes, dont la réalisation pose des problèmes techniques de difficultés croissantes avec leurs dimensions. Il faut donc profiter de tous les moyens permettant de recueillir et d'ajouter au signal au cours de l'amplification un bruit aussi faible que possible.

2. Les caractéristiques du bruit d'un système de réception

Le bruit du système de réception d'une station de télécommunications provient de quatre sources :

— le bruit du ciel,

— le bruit du sol,

— le bruit de la ligne reliant l'antenne aux amplificateurs et celui du radome, au cas où il y en a un,

— le bruit des amplificateurs.

La température de bruit du récepteur est la somme des températures de bruit équivalentes de chacune de

ces sources ramenées à l'entrée du récepteur. Rappelons que la température de bruit d'un quadripôle est une fonction de l'impédance de la source. En pratique, pour éviter certains phénomènes parasites en hyperfréquence, on adapte toujours les éléments. Dans ce qui suit, la température de bruit sera toujours celle de l'élément travaillant sur une source adaptée.

2.1. Le bruit du ciel et le bruit du sol

Le bruit du ciel et le bruit du sol vus à travers l'antenne de réception constituent le bruit de l'antenne.

En effet, si T_Δ est la température apparente vue par l'antenne dans une direction Δ où elle a un gain G_Δ, la température de bruit de l'antenne est définie par l'intégrale :

$$T_A = \frac{1}{4\pi}\int T_\Delta G_\Delta \mathrm{d}\Omega$$

$\mathrm{d}\Omega$ étant un angle solide infiniment petit autour de la direction Δ.

Si Δ est orientée vers le sol, T_Δ est la température apparente de bruit du sol — pour un sol à la température T, de coefficient d'absorption σ et de coefficient de réflexion ρ, on a la relation :

$$T_\Delta = T\cdot\sigma + T_c\cdot\rho$$

où T_c est la température apparente dans la direction du rayon réfléchi. Par exemple la terre arable, pour une température ambiante de 20 °C, a une température de bruit apparente de l'ordre de 220 °K à 230 °K.

Si Δ est orientée vers le ciel, T_Δ est la température de bruit du ciel T_c. Cette température est une fonction de la fréquence comme le montre la figure 1. Aux basses fréquences, le bruit du ciel est dû à notre galaxie,

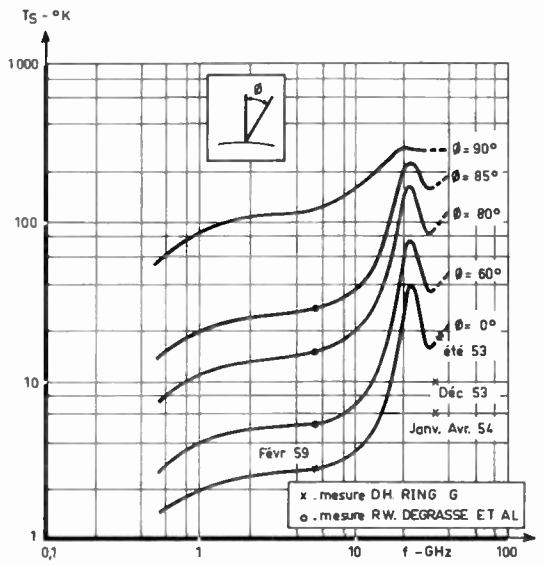


Fig. 1. — Température de bruit du ciel due à l'oxygène et à la vapeur d'eau (conditions estivales).

il diminue lorsque la fréquence croît. Aux fréquences élevées, l'atmosphère, par l'oxygène et la vapeur d'eau qu'il contient, est un absorbant à une température supérieure au zéro absolu et produit la principale source de bruit. On conçoit aisément que lorsque l'élévation diminue, la température de bruit augmente puisque l'épaisseur d'atmosphère augmente.

Pour chaque élévation, la température de bruit du ciel présente donc un minimum en fonction de la fréquence. Celui-ci se situe entre 1 et 10 GHz (fig. 2). C'est la raison pour laquelle cette bande de fréquences est utilisée dans les télécommunications par satellites.

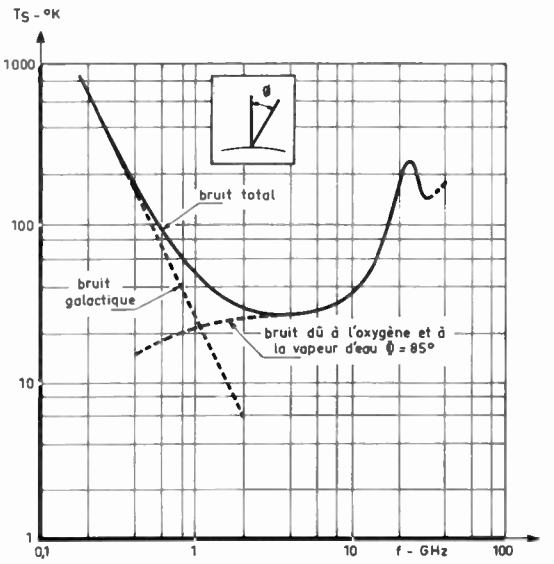


Fig. 2. — Température de bruit du ciel due à l'absorption atmosphérique et aux sources galactiques.

A titre d'exemple, à 4 GHz la température de bruit du ciel au zénith est de 2,6 °K. On peut admettre que, pour des élévations supérieures à 10°, la température de bruit du ciel varie selon la loi :

$$T_c = \frac{T_{cz}}{\sin El}$$

où T_{cz} est la température du ciel au zénith et El l'élévation. A 7,5° d'élévation, la température de bruit du ciel à 4 GHz a déjà atteint 19,9 °K.

Une antenne a une température de bruit d'autant plus élevée que les lobes ayant le plus grand gain sont dirigés vers des régions ayant une température de bruit apparente plus grande. Dans la pratique, pour les fréquences comprises entre 1 et 10 GHz, la température apparente du sol étant bien supérieure à celle du ciel, le gain relatif des lobes d'antenne tournés vers le sol a une importance considérable.

On notera que la température de bruit d'une antenne est au moins de l'ordre de grandeur de la température de bruit dans la direction du lobe principal. Elle est donc une fonction de la direction de pointage de l'antenne au-dessus de l'horizon. Elle est minimale

lorsque l'antenne est pointée au zénith. C'est aussi une fonction du bruit du ciel, de la nature et de la température du sol environnant. Une antenne est d'autant meilleure du point de vue du bruit que le bruit recueilli par ses lobes secondaires et arrière est faible, donc que son efficacité est grande. Pour les télécommunications par satellites, on cherche donc à réaliser des antennes ayant des lobes latéraux très réduits par rapport au lobe principal puisque les antennes sont destinées à être orientées vers le ciel. Dans les faisceaux hertziens, par contre, le lobe principal étant dirigé dans une direction voisine du sol, le bruit apporté par l'antenne est important et l'effet des lobes latéraux sur le bruit est de moindre importance.

Les températures de bruit du ciel indiquées précédemment sont celles que l'on mesure lorsque l'atmosphère est peu chargée d'humidité. Nous avons vu que le bruit du ciel était en partie dû à l'atmosphère jouant le rôle d'un absorbant à une température de 200 à 300 °K, particulièrement entre 1 et 10 GHz. Lorsque l'humidité augmente, l'affaiblissement que produit l'atmosphère augmente et, par suite, la température de bruit augmente. Des valeurs considérables peuvent être observées, principalement au moment de fortes chutes de pluie ou de neige. En réalité le phénomène est extrêmement complexe parce qu'il faut considérer la traversée de toute l'atmosphère dans des conditions très variables d'une zone à une autre et aussi tenir compte des phénomènes de diffusion. Il est certain que la turbulence de l'atmosphère joue un rôle non négligeable sur la valeur de la température de bruit du ciel dans une direction donnée.

D'autre part, il existe dans le ciel des sources de bruit localisées qui peuvent contribuer d'une façon non négligeable à une augmentation temporaire de la température de bruit apparente d'une antenne, principalement lorsque le lobe principal est dirigé vers l'une de ces sources. Il est toutefois important de considérer la grandeur relative de l'angle sous lequel on voit cette source par rapport à l'angle d'ouverture du faisceau de l'antenne. Les deux sources les plus importantes sont le soleil et la lune dont le diamètre apparent est de l'ordre de 30′ et pour lesquelles, à 4 GHz, les températures apparentes de bruit sont respectivement de 36 000 °K, valeur augmentant considérablement lors des perturbations solaires, et de 220 °K au moment de la nouvelle lune. Au cours des phases de la lune, il faut en effet tenir compte du bruit solaire réfléchi vers la terre par la surface éclairée de la lune. Si l'ouverture du lobe principal de l'antenne est inférieure à 30′, comme c'est le cas de l'antenne cornet réflecteur de la station de télécommunications par satellites de PLEUMEUR-BODOU, la température apparente de l'antenne dirigée vers le centre du soleil ou de la lune serait respectivement de 36 000 °K et de 220 °K environ. Les autres sources localisées qui peuvent augmenter de façon significative le bruit des antennes, principalement de celles utilisées dans les télécommunications par satellites, ont des diamètres apparents très faibles et sont beaucoup moins intenses. Les principales sont Cassiopée, le Taureau, le Cygne, Orion, la Vierge. Le tableau I donne l'ordre de grandeur des températures de bruit apparentes que l'on observerait si elles se trouvaient dans la direction du faisceau principal de l'antenne de PLEUMEUR-BODOU. On notera que toutes ces sources très localisées ont des positions apparentes variables dans le ciel par suite de la rotation de la terre sur elle-même.

TABLEAU I

Sources de bruit localisées

Source	Flux à 4 GHz en W/m² · Hz	Diamètre apparent en minutes d'angle	Température de bruit apparente à 4 GHz recueillie à PLEUMEUR-BODOU
Soleil calme	10^{-20}	32	36 000 °K
Lune (à la nouvelle lune)	$6 \cdot 10^{-23}$	32	220 °K
Cassiopée A	$1{,}2 \cdot 10^{-23}$	5	210 °K
Taureau A	$7 \cdot 10^{-24}$	3	120 °K
Cygne A	$5 \cdot 10^{-24}$	6	88 °K
Vierge A	10^{-24}	5	18 °K

2.2. LE BRUIT DE LA LIGNE

Rappelons qu'une ligne à la température T ayant un affaiblissement L placée entre l'antenne et l'entrée de l'amplificateur produit une température apparente de bruit, définie à l'entrée de la ligne, qui est donnée par la relation :

$$T_e = T(L - 1)$$

A la température ordinaire, un affaiblissement de 0,1 dB produit une température de bruit équivalente d'environ 7 °K. A la température de l'azote liquide (77 °K), ce même affaiblissement ne produirait que 1,8 °K environ.

Il est donc indispensable, pour obtenir un système de réception ayant une faible température de bruit, de prendre soin de réduire le plus possible les pertes

en ligne. Il ne faut pas oublier aussi que toutes pertes en ligne diminuent par ailleurs la puissance du signal. Dans les faisceaux hertziens où les températures de bruit d'antenne sont élevées (et où souvent les amplificateurs apportent un bruit important), on peut tolérer une légère perte en ligne. Celle-ci est d'ailleurs principalement due aux aiguillages. Dans une station de télécommunications par satellites, au contraire, on cherchera à réduire au maximum les pertes puisque tout affaiblissement, même faible, contribue à une température de bruit non négligeable devant celle de l'antenne. Les éléments susceptibles de produire des pertes sont pourtant nombreux, ce sont : le diplexeur émission-réception, le guide d'ondes de connexion et, éventuellement, les aiguillages de réception, les joints tournants, les coupleurs pour les équipements de poursuite, l'adaptateur de polarisation.

Si, pour certaines raisons, l'antenne doit être recouverte d'un radome, ce dernier intervient aussi pour augmenter la température de bruit du système de réception. Il joue le rôle d'un élément absorbant à la température ambiante et il réfléchit dans l'antenne du bruit provenant du sol. La quantité de bruit réfléchie peut dépendre de l'élévation à laquelle l'antenne est pointée suivant la géométrie relative de l'antenne et du radome.

2.3. Le bruit des amplificateurs

L'apport de bruit le plus important provenant des amplificateurs est celui du premier étage amplificateur ou des deux premiers étages lorsque le gain du premier étage n'est pas très grand en vertu de la relation bien connue :

$$T_r = T_{p_1} + \frac{T_{p_2}}{G_{p_1}}$$

où T_{p_1} et T_{p_2} sont les températures de bruit du premier et du second préamplificateurs et G_{p_1} le gain du premier préamplificateur.

Dans le cas des faisceaux hertziens, on a utilisé, jusqu'à ces dernières années, des étages à température de bruit élevé (changeur de fréquence et préamplificateur moyenne fréquence) à défaut d'éléments meilleurs suffisamment fiables. Les progrès des amplificateurs paramétriques et à diode tunnel sont maintenant mis à profit mais, compte tenu du bruit d'antenne, il n'est évidemment pas nécessaire d'utiliser des amplificateurs à très faible bruit, de température de bruit inférieure à 100 ou 200 °K.

Au contraire, pour les télécommunications par satellites, en raison des bandes de fréquences utilisées et par suite des températures de bruit atteintes pour le reste du système de réception, on utilise comme préamplificateurs le maser ou l'amplificateur paramétrique refroidi. Actuellement, les masers permettent d'atteindre des températures de bruit de système de réception significativement plus faibles (quelques degrés) que les amplificateurs paramétriques (quelques dizaines de degrés). L'intérêt de ces derniers réside toutefois principalement dans le fait qu'ils ne nécessitent pas la mise en œuvre d'hélium liquide et qu'ils sont, par suite, opérationnellement plus attrayants

3. Mesures de température de bruit effectuées à Pleumeur-Bodou

Le système de réception d'une station terrienne de télécommunications par satellites doit, comme nous l'avons déjà indiqué, être particulièrement étudié pour que la température de bruit résultante soit très faible. Il est donc extrêmement intéressant de voir quelles sont les performances qui sont obtenues à la station de Pleumeur-Bodou et quels sont les résultats des diverses mesures qui y ont été effectuées.

Le système de réception de la station de Pleumeur-

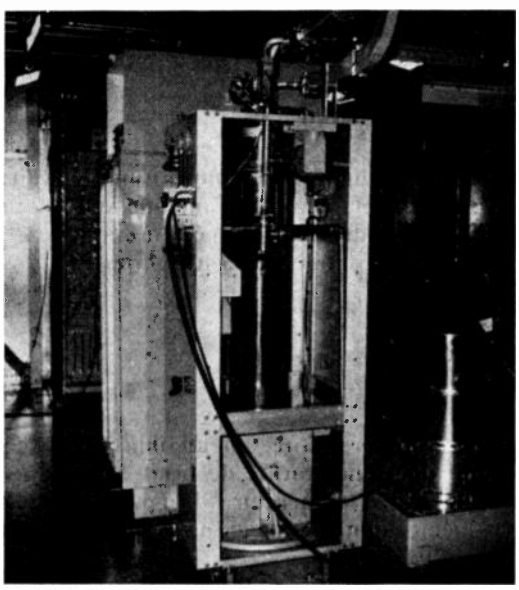


Fig. 3. — Maser à ondes progressives de la station de télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou.

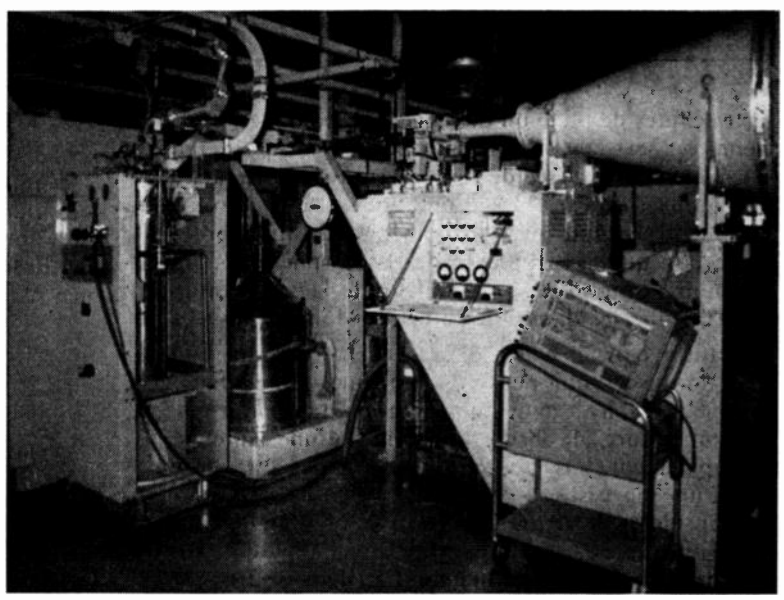


Fig. 4. — Equipements de liaison de l'antenne au récepteur de la station de Pleumeur-Bodou.

BODOU est pourvu d'un maser à ondes progressives alimenté par une antenne du type cornet réflecteur à grande efficacité ayant une ouverture de 20 m de diamètre ; l'ensemble est recouvert d'un radome en dacron.

Le maser à rubis (fig. 3) travaille à la fréquence de 4,17 GHz ; il a un gain de 40 dB et une bande passante à 3 dB de 16 MHz. Celle-ci peut être élargie à 25 MHz au moyen d'un réseau égaliseur. La température de bruit de cet amplificateur est de 3,5 °K. Par suite du gain élevé du maser, le reste du récepteur produit une température de bruit de 0,5 °K seulement.

A titre d'exemples, on peut aussi citer qu'à la station américaine d'ANDOVER il existe, en secours du maser, un amplificateur paramétrique refroidi à l'azote liquide ayant une température de bruit de 40 °K. En laboratoire, avec un refroidissement à l'hélium liquide, une température de bruit de 20 °K a été atteinte. Au JAPON, un amplificateur paramétrique refroidi à l'azote liquide ayant une température de bruit de 80 °K équipe une station de télécommunications par satellite.

A la station de PLEUMEUR-BODOU, les éléments de lignes (fig. 4) qui comprennent un diplexeur, un changeur de polarisation, un coupleur pour un équipement permettant la poursuite du satellite et un joint tournant, produisent une température de bruit de 12 à 14 °K.

Le radome a une épaisseur de 2 mm. Il produit par absorption une température de bruit de 3 °K. Par suite de la disposition géométrique relative de l'ouverture de l'antenne et du radome, la température de bruit produite par réflexion diminue avec l'élévation. Elle est de 7,5 °K lorsque l'antenne est pointée au zénith, de 1,5 °K seulement pour une élévation de 7,5°.

L'antenne recueille par ses lobes latéraux et arrière une température de bruit de 1 à 2 °K seulement et cela dès que l'élévation est supérieure à quelques degrés.

La température de bruit totale mesurée par temps sec lorsque l'antenne est pointée au zénith est de 31 °K.

La courbe des températures de bruit totale (fig. 5) relevée par temps sec pour différentes élévations de l'antenne montre que celle-ci augmente de moins de 1 °K lorsque l'élévation décroît de 90° à 30°. En effet, l'augmentation de la température de bruit du ciel et par suite de l'antenne est compensée par la diminution de la contribution du radome. Pour une élévation de 5° la température de bruit du système de réception n'est que de 44 °K et pour une élévation de 3° de 60 °K.

On peut distinguer deux courbes typiques lorsque l'atmosphère est humide (fig. 5). L'une correspond à une augmentation de température de bruit de quelques degrés seulement produisant une augmentation relative de la puissance de bruit à peu près constante lorsque l'élévation varie. L'atténuation de l'atmosphère, ou peut-être seulement d'une couche d'atmosphère a, augmenté. L'autre courbe typique montre que la température de bruit a augmenté de façon très importante. L'augmentation peut varier considérablement avec l'élévation et la température de bruit la plus basse n'est pas forcément rencontrée au zénith. Cela est dû à la présence d'eau sur le radome. On a observé, dans ce cas, que la température de bruit dépend fortement de l'azimut de l'antenne, l'eau, par suite du vent, n'étant pas répartie régulièrement autour du radome.

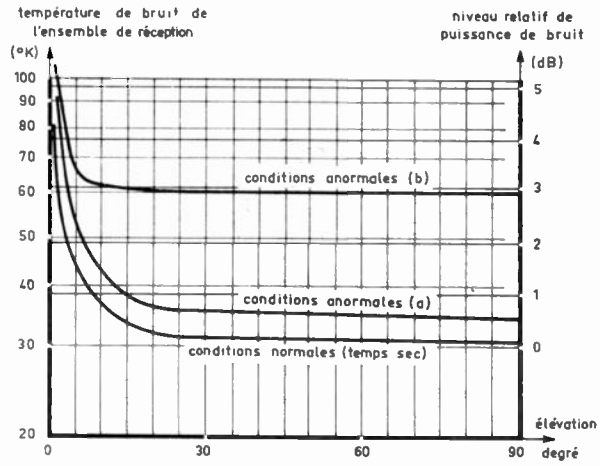


FIG. 5. — Température de bruit en fonction de l'élévation de l'antenne.

Il est intéressant d'étudier la répartition statistique des températures de bruit. La courbe (fig. 6) donnant la température de bruit qui n'est pas dépassée pour un certain pourcentage de mesure porté en abscisse montre que la température bruit croît doucement lorsque ce pourcentage augmente. La valeur moyenne n'est que de 3 °K supérieure à la valeur mesurée par temps sec. La température de bruit est inférieure à 40 °K pour 80 % des mesures mais croît très rapidement pour des pourcentages plus élevés La valeur maximale observée a été de 120 °K.

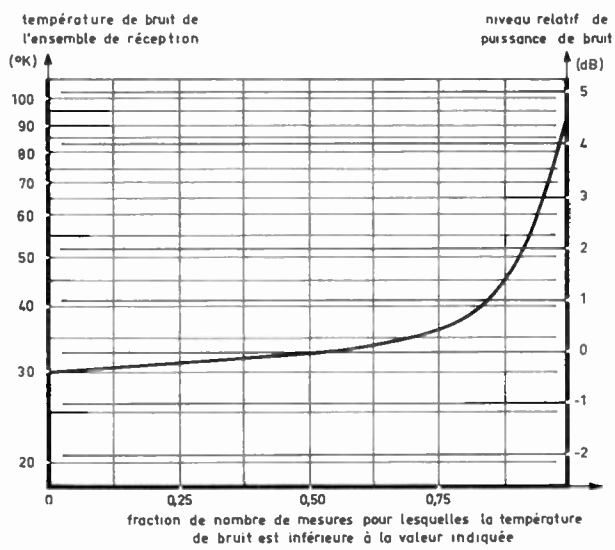


FIG. 6. — Répartition des températures de bruit mesurées au zénith (septembre 1962 à novembre 1963).

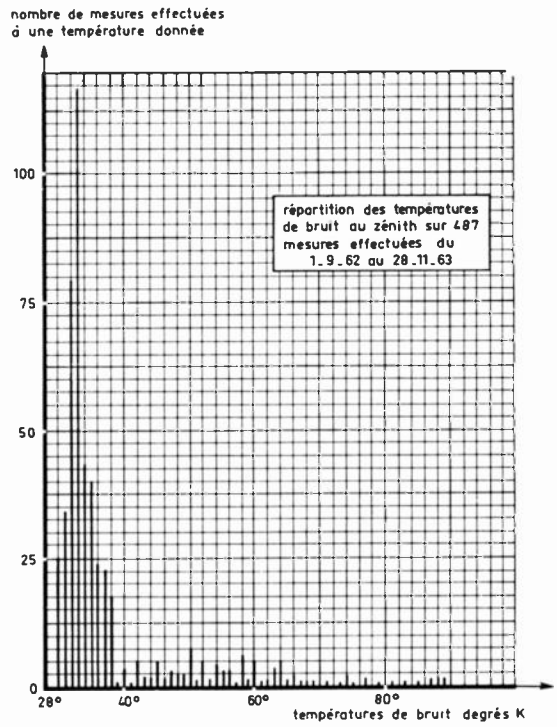


FIG. 7. — Statistique donnant par température de bruit le nombre de mesures obtenues.

Si on porte en ordonnées (fig. 7) le nombre de mesures correspondant à une valeur donnée de température de bruit indiquée en abscisse, on observe un maximum très aigu autour de 33 °K correspondant à la valeur moyenne indiquée plus haut et un autre maximum plus flou autour de 50 °K fournissant une valeur moyenne lorsque le radome est humide. On notera que les chutes de neige sont très peu abondantes en Bretagne, et que leur effet n'est pas sensible. A la station américaine d'ANDOVER, où les chutes de neige sont abondantes chaque hiver, on a mesuré des températures de bruit atteignant 150 °K, la neige ne fondant que lentement sur le radome et produisant une absorption sensible.

4. Conclusion

La température de bruit du système de réception d'une station de télécommunications est un facteur primordial puisqu'il définit en grande partie la capacité de réception de cette station.

A cause des sérieuses limites qui empêchent d'augmenter la puissance de l'onde porteuse reçue, la capacité d'une station de télécommunications par satellites et, par suite, d'un système de télécommunications par satellites dépend en définitive des performances de bruit de cette station. Les sources de bruit, dont on a décrit la nature, doivent être minimisées autant qu'il est possible. Pour les systèmes actuels et avec les qualités requises, la modulation de fréquence est largement utilisée et le seuil de ce système de modulation limite les possibilités. Cela signifie qu'une amélioration de 1 dB du rapport porteur à bruit conduit à une augmentation d'environ 25 % des voies téléphoniques transmises par multiplexage.

Mais pour les télécommunications par satellites il faut aussi tenir compte de l'augmentation importante de la température de bruit du système de réception avec les conditions atmosphériques. Pendant un pourcentage de temps donné, on peut accepter une certaine dégradation de la qualité. Il est possible de déduire des résultats qui ont été indiqués que, lorsque l'on s'intéresse à la capacité la plus favorable d'un canal de transmission d'un système de télécommunications par satellites, la température de bruit d'ensemble optimale, mesurée par temps sec pour les grandes élévations de l'antenne d'une station de réception, est de l'ordre de 20 à 40 °K.

PROBLÈMES DE MESURE DES FAIBLES TEMPÉRATURES DE BRUIT

PAR

M. RUPPLI

Ingénieur au Groupe Electronique
de la Compagnie Française Thomson-Houston

Introduction

On se propose d'examiner, d'un point de vue théorique, les différentes méthodes permettant de mesurer, en hyperfréquences, des faibles températures de bruit (inférieures à 300 °K et plus spécialement inférieures à 100 °K) et de comparer les précisions susceptibles d'être obtenues. A titre d'illustration on en fait l'application au cas d'un amplificateur paramétrique à faible bruit dans la bande des 4 GHz.

Les diverses méthodes sont toutes basées sur le même principe qui consiste à comparer le bruit produit à la sortie de la chaîne testée par deux sources de bruit différentes à l'entrée.

Ces méthodes diffèrent essentiellement par les sources de bruit utilisées. Une source de bruit peut être caractérisée par sa température de bruit, qui serait la température absolue d'une charge adaptée fournissant la même puissance de bruit.

On distinguera trois méthodes suivant les températures de bruit des sources utilisées :

1° Température ambiante et température basse : mesure à l'aide de charges.

2° Température élevée et température ambiante : tube de bruit.

3° Température élevée et température basse : tube de bruit et charge froide associés à un coupleur.

La comparaison entre les bruits produits par les deux sources sera supposée faite au niveau de la détection, les autres méthodes possibles ne constituant que des variantes introduisant des causes supplémentaires d'erreurs.

Si on connaît la loi de détection avec précision, on peut comparer les niveaux après détection.

Sinon, on les compare, en moyenne fréquence, à l'aide d'un atténuateur variable placé immédiatement avant détection. C'est ce qui sera supposé dans ce qui suit.

1. Mesure à l'aide de charges

1.1. Principe de la mesure

Il est donné par la figure 1.

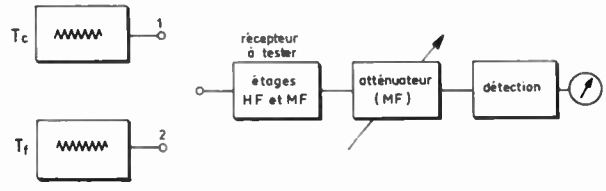


Fig. 1.

On emploiera les notations suivantes :

T_0 = température ambiante,

T_e = température de bruit d'entrée du récepteur testé,

T_c = température de la charge chaude,

T_f = température de la charge froide.

Avec la charge chaude, le niveau de bruit en sortie pour une atténuation A_1 est proportionnel à $T_e + T_c$.

Avec la charge froide, le niveau de bruit en sortie est proportionnel à $T_e + T_f$. Il faut régler l'atténuation à une valeur A_2 pour retrouver le niveau précédent.

Posons : $$Y = \frac{A_1}{A_2}$$

soit : $$Y\ \text{dB} = A_1\ \text{dB} - A_2\ \text{dB}\ .$$

On a alors :

$$Y = \frac{T_e + T_c}{T_e + T_f} \qquad (1)$$

d'où :

$$T_e = \frac{T_c - YT_f}{Y - 1} \qquad (2)$$

1.2. Mise en œuvre

Une solution simple consiste à prendre :

$T_c = T_0$ (température ambiante, soit 290 à 300 °K),

$T_f = 77$ °K (charge plongée dans l'azote liquide).

Il existe sur le marché des générateurs de bruit pour lesquels :

$$T_c = 373 \text{ °K}$$

$$T_f = 77 \text{ °K}$$

L'atténuateur utilisé se situe immédiatement avant détection, à la sortie du dernier étage MF du récepteur. Il doit permettre de déterminer le rapport Y avec grande précision.

1.3. Examen théorique de la précision de la mesure

En différentiant la relation (2) on obtient :

$$dT_e = \frac{1}{Y-1}\,dT_c - \frac{Y}{Y-1}\,dT_f - \frac{T_c - T_f}{(Y-1)^2}\,dY \qquad (3)$$

d'où une relation donnant l'erreur maximale ΔT_e en fonction des erreurs maximales ΔT_c, ΔT_f et $\frac{\Delta Y}{Y}$ (Y étant un rapport mesuré en décibels, l'erreur sur Y en décibels est une erreur relative).

$$\Delta T_e = \frac{1}{Y-1}\,\Delta T_c + \frac{Y}{Y-1}\,\Delta T_f + \frac{(T_c - T_f)Y}{(Y-1)^2}\,\frac{\Delta Y}{Y} \qquad (4)$$

En tenant compte de la relation (1), on peut écrire :

$$\frac{\Delta T_e}{T_e} = \frac{1}{(T_c - T_f)}\left[\left(1 + \frac{T_f}{T_e}\right)\Delta T_c + \left(1 + \frac{T_c}{T_e}\right)\Delta T_f + \left(T_f + T_c + T_e + \frac{T_f T_c}{T_e}\right)\frac{\Delta Y}{Y}\right] \qquad (5)$$

Pour les valeurs de T_c et T_f indiquées et pour $T_e < 150$ °K, la quantité $T_e + \frac{T_f T_c}{T_e}$ augmente quand T_e diminue.

Par suite, plus la température de bruit à mesurer est faible, plus la précision de la mesure diminue.

Par exemple, pour $T = 290$ °K, $T_f = 77$ °K, avec des erreurs : $\Delta T_c = 1°$, $\Delta T_f = 0{,}5°$ et $\frac{\Delta Y}{Y} = 0{,}5$ % (soit 0,02 dB). on obtient les résultats suivants :

Pour $T_e = 150$ °K : $\frac{\Delta T_e}{T_e} \cong 3$ %

Pour $T_e = 100$ °K : $\frac{\Delta T_e}{T_e} \cong 3{,}5$ %

Pour $T_e = 60$ °K : $\frac{\Delta T_e}{T_e} \cong 4{,}5$ %

Pour $T_e = 30$ °K : $\frac{\Delta T_e}{T_e} \cong 7$ %

1.4. Analyse du montage pratique

1.4.1. *Hypothèses générales*

En fait, les puissances de bruit injectées dans le récepteur correspondent à des températures effectives T_1 et T_2 distinctes de T_c et T_f, par suite des pertes et des désadaptations diverses pouvant exister entre les sources que constituent les charges employées et le récepteur testé.

On a donc :

$$T_e = \frac{T_1 - YT_2}{Y - 1} \qquad (6)$$

T_1 et T_2 dépendent de la qualité des sources et des liaisons employées, ainsi que de la nature de l'étage d'entrée du récepteur.

L'analyse sera faite dans les hypothèses suivantes (fig. 2) :

La source chaude (fig. 2*a*) est constituée par une charge à température ambiante T_0. Elle ramène à l'entrée du récepteur une température de bruit T_0 quelle que soit la ligne de transmission la reliant au récepteur, et présente au récepteur un coefficient de réflexion Γ_c.

La source froide (fig. 2*b*) est constituée par une charge à température T_f reliée à l'extrémité 1 d'une ligne de transmission A. L'extrémité 2 de cette ligne est supposée à température ambiante et, dans ces conditions, la température équivalente de bruit de la source à l'extrémité 2 de la ligne A a une valeur T_S supérieure à T_f par suite des pertes de la ligne.

La détermination de T_S en fonction de T_f peut se faire à partir de la connaissance des pertes et de la

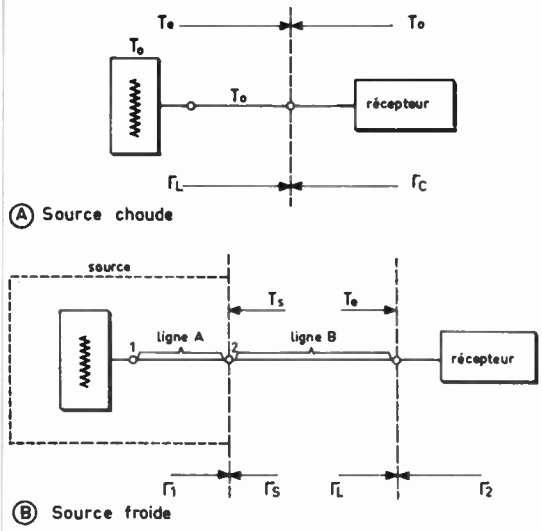


FIG. 2 *a* et *b*

répartition de température le long de la ligne 1-2 [1]. Le calcul ne sera pas repris ici.

Enfin, la source présente à son extrémité 2, par rapport à un système de référence, une désadaptation que l'on peut caractériser par un coefficient de réflexion Γ_s.

La source est supposée reliée au récepteur à tester par une ligne de transmission *B* définie par sa matrice de répartition :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} (S_{12} = S_{21}) \qquad (7)$$

Le récepteur présente, à son entrée, un coefficient de réflexion Γ_L.

A travers la ligne *B*, il présente à la source froide un coefficient de réflexion Γ_1 et la source froide lui présente un coefficient de réflexion Γ_2.

Dans notre exemple d'application, l'étage d'entrée du récepteur est constitué par un amplificateur paramétrique à résistance négative comprenant, à ce titre, un circulateur que l'on supposera « à 4 bornes » (fig. 3) : un tel dispositif comporte une charge sur sa borne IV, ce qui réduit l'interaction entre les bornes III et I et améliore la stabilité.

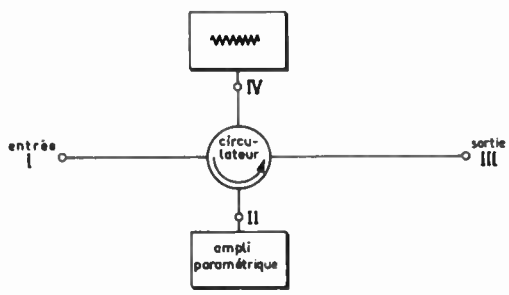


FIG. 3.

Par contre, cette charge constitue une source supplémentaire de bruit dès qu'il y a des désadaptations. Il est alors nécessaire de connaître la température de cette charge.

Le calcul sera effectué ici en supposant cette charge à température ambiante, l'amplificateur pouvant être alors lui-même à température ambiante ou bien comporter un circuit de refroidissement pour la diode seule.

1.4.2. *Température de la charge chaude*

Compte tenu de la désadaptation entre la charge et le récepteur, la température équivalente de bruit de la charge, vue du récepteur est [1] :

$$T'_c = \frac{T_0(1-|\Gamma_L|^2)(1-|\Gamma_c|^2)}{|1-\Gamma_c\Gamma_L|^2} \qquad (8)$$

De plus, le bruit injecté dans le récepteur comprend le bruit venant de la charge IV et réfléchi sur la borne I par suite de la désadaptation. La charge IV étant à température T_0, le bruit de cette charge, transmis vers la source, représente une température égale à T'_c. La portion réfléchie vers la borne II est donc $T_0 - T'_c$.

La température équivalant au bruit total injecté dans le système est :

$$T_1 = T'_c + (T_0 - T'_c) = T_0$$

1.4.3. *Température de la charge froide*

Les coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 présentés à la source et au récepteur respectivement (fig. 2*a*) peuvent s'exprimer en fonction de $[S]$ et des coefficients de réflexion Γ_s et Γ_L de la source et du récepteur. On obtient [2] :

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{21}^2\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}$$
$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{21}^2\Gamma_s}{1-S_{11}\Gamma_s} \qquad (9)$$

La température équivalant au bruit ramené de la source injecté dans le récepteur s'écrit alors [1] :

$$T'_S = (1-|\Gamma_L|^2)\left[\frac{(T_s-T_0)(1-|\Gamma_s|^2)|S_{21}|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2|1-\Gamma_2\Gamma_L|^2} + (1-|\Gamma_L|^2)\,T_0\,\frac{1-|\Gamma_2|^2}{|1-\Gamma_2\Gamma_L|^2}\right] \qquad (10)$$

La température équivalant au bruit ramené de la charge IV du circulateur par réflexion sur la borne I est :

$$T_0 - T'_c = T_0 - \frac{T_0(1-|\Gamma_L|^2)(1-|\Gamma_2|^2)}{|1-\Gamma_2\Gamma_L|^2} \qquad (11)$$

La température équivalant au bruit total injecté dans le système est alors :

$$T_2 = T'_s + T_0 - T'_c$$

soit :

$$T_2 = \frac{(T_s - T_0)(1-|\Gamma_s|^2)(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2|1-\Gamma_2\Gamma_L|^2} + T_0 \quad (12)$$

Posons :

$$\alpha = \frac{(1-|\Gamma_s|^2)(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2 \cdot |1-\Gamma_2\Gamma_L|^2}$$

$$T_2 = \alpha(T_s - T_0) + T_0 = (1-\alpha)T_0 + \alpha T_s \cdot \quad (13)$$

1.4.4. *Résultat et précision de la mesure*

La mesure donne :

$$T_e = \frac{T_1 - Y T_2}{Y-1}$$

soit :

$$T_e = \frac{T_0 - (1-\alpha)Y T_0 - \alpha Y T_s}{Y-1}$$

En différentiant, on a :

$$dT_e = \frac{1-Y(1-\alpha)}{Y-1} dT_0 - \frac{\alpha Y}{Y-1} dT_s + \alpha \frac{(T_0 - T_s)}{(Y-1)^2} Y \frac{dY}{Y} + \frac{Y}{Y-1}(T_0 - T_s)\, d\alpha$$

d'où l'erreur maximale ΔT_e en fonction des erreurs maximales sur les différents paramètres :

$$\Delta T_e = \frac{1-Y(1-\alpha)}{Y-1}\Delta T_0 + \frac{\alpha Y}{Y-1}\Delta T_s + \frac{\alpha(T_0 - T_s)}{(Y-1)^2} Y \frac{\Delta Y}{Y} + \frac{Y}{Y-1}(T_0 - T_s)\Delta\alpha \quad (14)$$

Si l'on compare cette formule avec la formule (4) qui correspond au cas où $\alpha = 1$, on voit que la présence de α diminue légèrement les termes de la somme (4), mais introduit un terme supplémentaire dû à l'erreur sur la détermination de α. α fait intervenir les coefficients Γ_s, Γ_L, S_{12}, S_{11}, Γ_2 dont les modules sont tous mesurables.

On peut écrire :

$$\frac{(1-|\Gamma_s|^2)(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{(1+|S_{11}||\Gamma_s|)^2(1+|\Gamma_2||\Gamma_L|)^2} \leqslant \alpha \leqslant \frac{(1-|\Gamma_s|^2)(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}||\Gamma_s|)^2(1-|\Gamma_2||\Gamma_L|)^2}$$

et, compte tenu de l'erreur de mesure sur chacun de ces modules, on peut écrire, en supposant

$$|\Gamma_{s\,max}| < |\Gamma_{L\,min}|,$$

ce qui sera le cas usuel pour une bonne charge :

$$\frac{(1-|\Gamma_s|^2_{max})(1-|\Gamma_L|^2_{max})|S_{21}|^2_{min}}{(1+|S_{11}|_{max}|\Gamma_s|_{max})^2(1+|\Gamma_2|_{max}|\Gamma_L|_{max})^2} \leqslant \alpha \leqslant \frac{(1-|\Gamma_L|^2_{min})|S_{21}|^2_{max}}{(1-|\Gamma_2|_{max}|\Gamma_L|_{min})^2} \quad (15)$$

soit : $\alpha' \leqslant \alpha \leqslant \alpha''$

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\alpha = \frac{\alpha' + \alpha''}{2}$$

avec une erreur maximale :

$$\Delta\alpha = \frac{\alpha'' - \alpha'}{2}$$

1.4.5. *Exemple d'application*

La difficulté de réalisation de mesures précises sera illustrée par un exemple supposant des éléments de grande qualité, mesurés eux-mêmes avec grande précision.

$|\Gamma_s| = 0{,}02 \pm 0{,}005$ (TOS = 1,04 ± 0,01)
$|\Gamma_L| = 0{,}05 \pm 0{,}005$ (TOS = 1,1 ± 0,01)
$|S_{11}| = |S_{22}| = 0{,}02 \pm 0{,}005$ (TOS = 1,04 ± 0,01)
$|S_{21}|^2 = 0{,}97 \pm 0{,}005$ (Pertes d'insertion de la ligne : 0,13 dB ± 0,02 dB)
$|\Gamma_2| = 0{,}03 \pm 0{,}005$ (TOS = 1,06 ± 0,01)
$T_f = 77\ ^oK \pm 0{,}5\ ^oK$
$T_0 = 290\ ^oK \pm 1\ ^oK$
$T_s = 79\ ^oK \pm 1\ ^oK$

Y sera supposé mesuré à ± 0,02 dB près, soit avec une erreur : $\frac{\Delta Y}{Y} \approx 0{,}5\ \%$. Dans ces conditions, on aura :

$\alpha = 0{,}966$ $T_1 = 290\ ^oK$
$\Delta\alpha = 0{,}010$ $T_2 = 87{,}2\ ^oK$.

En reprenant les valeurs déjà envisagées au § 1.3, on aura :

Pour :

$T_e = 150\,°K$	$Y \simeq 1{,}85$	$\Delta T_e = 1{,}1° + 2{,}1° + 2{,}6° + 4{,}6° = 10{,}4\,°K$	$\frac{\Delta T_e}{T_e} \simeq 7\ \%$
$T_e = 100\,°K$	$Y \simeq 2{,}1$	$\Delta T_e = 0{,}85° + 1{,}85° + 1{,}77° + 4{,}03° = 8{,}5\,°K$	$\frac{\Delta T_e}{T_e} \simeq 8{,}5\ \%$
$T_e = 60\,°K$	$Y \simeq 2{,}4$	$\Delta T_e = 0{,}66° + 1{,}66° + 1{,}25° + 3{,}62° \approx 7{,}2\,°K$	$\frac{\Delta T_e}{T_e} \simeq 12\ \%$
$T_e = 30\,°K$	$Y \simeq 2{,}75$	$\Delta T_e = 0{,}52° + 1{,}52° + 0{,}92° + 3{,}32° \approx 6{,}3\,°K$	$\frac{\Delta T_e}{T_e} \simeq 21\ \%$

Les différents termes indiqués dans ΔT_e représentent les contributions respectives des termes ΔT_0, ΔT_s, $\frac{\Delta Y}{Y}$ et $\Delta\alpha$.

On voit l'influence considérable des désadaptations, le terme dû à $\Delta\alpha$ devenant prépondérant lorsque l'on veut mesurer des températures de bruit très faibles. Il y a donc lieu de minimiser $\Delta\alpha$, ce qui impose :

— de soigner le montage afin de diminuer les désadaptations,

— de soigner les mesures afin de connaître ces désadaptations avec grande précision.

2. Mesure à l'aide d'un tube de bruit

2.1. Principe de la mesure

La source de bruit est constituée par un tube à décharge couplé à une ligne de transmission, l'ensemble présentant à la sortie une impédance adaptée au système de référence lorsque le tube est éteint ou lorsqu'il est allumé.

Avec le tube éteint (température ambiante T_0), le niveau de bruit de sortie, détecté dans le récepteur, est proportionnel à $T_e + T_0$, pour une atténuation A_1.

Avec le tube allumé (température de bruit T_b), on règle l'atténuation à une valeur A_2 pour retrouver le niveau initial. Le bruit est alors proportionnel à $T_b + T_e$.

Posant : $Y = \frac{A_2}{A_1}$, on a : $Y = \frac{T_b + T_e}{T_0 + T_e}$,

d'où : $$T_e = \frac{T_b - YT_0}{Y-1}.$$

On pose généralement :

$p = \frac{T_b}{T_0} - 1$ (puissance de bruit relative en excès),

ce qui permet d'écrire :

$$T_e = T_0\left(\frac{p}{Y-1} - 1\right) \qquad (16)$$

2.2. Mise en œuvre

Les mesures sont effectuées en utilisant par exemple un tube à décharge dans l'argon, couplé à un guide d'ondes, ce qui fournit une puissance de bruit de l'ordre de 15,2 à 16 dB suivant le tube et le couplage, donc suivant la bande de fréquences.

2.3. Examen théorique de la précision de la mesure

On a d'après (16) :

$$\frac{dT_e}{T_e} = \frac{dT_0}{T_0} + \frac{T_0}{T_e}\frac{1}{Y-1}\,dp - \frac{T_0}{T_e}\frac{p}{(Y-1)^2}\,dY \qquad (17)$$

d'où :

$$\frac{\Delta T_e}{T_e} = \frac{\Delta T_0}{T_0} + \left(1 + \frac{T_0}{T_e}\right)\left(\frac{\Delta p}{p} + \frac{Y}{Y-1}\frac{\Delta Y}{Y}\right) \qquad (18)$$

On voit que :

— la précision relative sur T_e est moins bonne que la précision relative sur p, c'est-à-dire la précision d'étalonnage du tube,

— la précision relative sur T_e est d'autant plus mauvaise que T_e est petit devant T_0.

Par exemple, les tubes commercialisés sont fournis avec une précision de $\pm$ 0,25 dB, soit $\frac{\Delta p}{p} \cong 6\ \%$.

Dans ces conditions, en négligeant toutes les autres causes d'erreurs, on aurait :

T_e	$\frac{\Delta T_e}{T_e} \geqslant \left(1 + \frac{T_0}{T_e}\right)\frac{\Delta p}{p}$	ΔT_e
290 °K	12 %	$\geqslant$ 35 °K
150 °K	18 %	27 °K
100 °K	23 %	23 °K
60 °K	35 %	21 °K
30 °K	60 %	18 °K

Pour améliorer la précision de la mesure, il apparaît nécessaire de procéder à un étalonnage particulier du tube utilisé. Un tel étalonnage peut être effectué,

par exemple, à partir d'une charge froide, suivant la méthode décrite en [2]. Mais l'emploi d'un matériel élaboré ne peut guère permettre d'obtenir une précision meilleure que $\pm$ 0,1 dB, soit $\Delta p/p = 2{,}5$ %, valeur fournie par le service de calibration du National Bureau of Standards [3].

Dans ces conditions, déterminons les précisions théoriques auxquelles on peut s'attendre suivant la température de bruit à mesurer.

Avec $\Delta T_0 = 1$ °K et $\frac{\Delta Y}{Y} = 0{,}5$ %, on aura :

T_e	$\frac{\Delta T_e}{T_e}$ en %	ΔT_e
290 °K	0,3 + 2 [2,5+0,5] ≅ 6,3	18 °K
150 °K	0,3 + 3 [2,5+0,5] ≅ 9,3	14 °K
100 °K	0,3 + 3,9 [2,5+0,5] ≅ 12,8	12 °K
60 °K	0,3 + 5,8 [2,5+0,5] ≅ 18	11 °K
30 °K	0,3 + 10,7 [2,5+0,5] ≅ 33	10 °K

La précision théorique est donc beaucoup plus mauvaise que pour la méthode de la charge froide en dépit d'un étalonnage nécessitant, lui aussi, une charge froide. En fait, l'intérêt du tube de bruit apparaîtra plus clairement dans la troisième méthode.

3. Mesure avec tube de bruit. Utilisation d'un coupleur directif

3.1. Principe de la mesure [4]

Le tube de bruit est masqué par un coupleur directif.

Soient : c le coefficient de couplage du coupleur et T la température de la charge d'entrée.

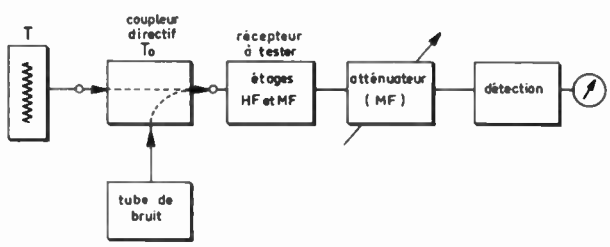


Fig. 4.

Avec le tube éteint et une atténuation A_1, le niveau de sortie est proportionnel à $T_e + T_0 c + T(1-c)$.

Avec le tube allumé (température de bruit T_b), on règle l'atténuation à une valeur A_2 pour retrouver le même niveau de sortie.

En posant : $Y = \frac{A_2}{A_1}$

on aura : $$Y = \frac{T_e + T_b c + T(1-c)}{T_e + T_0 c + T(1-c)} \qquad (19)$$

d'où l'on tire, en posant : $\frac{T_b}{T_0} - 1 = p$,

$$T_e = T_0 \frac{pc}{Y-1} - T - (T_0 - T)c \qquad (20)$$

3.2. Mise en œuvre

Il est essentiel d'utiliser un coupleur présentant une directivité élevée et de faibles pertes par dissipation.

Pour $T = T_0$, on obtiendrait $T_e = T_0 \left(\frac{pc}{Y-1} - 1 \right)$ c'est-à-dire une relation très semblable à celle obtenue pour la méthode II. Pratiquement, il est plus intéressant de prendre $T < T_0$, ce qui permet d'améliorer la précision de la mesure par rapport à la méthode II (voir 3.3. ci-après).

Mais pour que (20) ne soit pas la différence de termes importants, on est alors amené à prendre c faible ($c = 0{,}01$ par exemple, soit un couplage de 20 dB) ce qui restreint l'emploi de la méthode aux valeurs de T_e faibles.

3.3. Précision de la mesure

Pour $c = 0{,}01$ et $T < T_0$, le terme $(T_0 - T)c = t$ sera de l'ordre de 2 °K au maximum et peut donc être connu avec une bonne précision absolue.

On peut écrire :

$$T_e = T_1 + t \qquad (21)$$

avec : $$T_1 = T_0 \frac{pc}{Y-1} - T$$

On aura :

$$dT_1 = \frac{pc}{Y-1} dT_0 + \frac{cT_0}{Y-1} dp + \frac{pT_0}{Y-1} dc - \frac{pcT_0}{(Y-1)^2} dY - dT$$

d'où :

$$\frac{\Delta T_e}{T_e} \approx \frac{\Delta T_1}{T_1} = \left(1 + \frac{T}{T_e}\right) \left(\frac{\Delta T_0}{T_0} + \frac{\Delta p}{p} + \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta Y}{Y-1} \right) + \frac{\Delta T}{T_e} \qquad (22)$$

On voit apparaître le terme $1 + \frac{T}{T_e}$, qui montre l'intérêt d'utiliser une charge refroidie.

Par exemple, pour $T = 77$ °K $\pm$ 1 %, on aurait, en supposant $\frac{\Delta p}{p} = 2{,}5$ % et $\frac{\Delta c}{c} = 1$ % :

T_e	$\frac{\Delta T_e}{T_e}$ en %
290 °K	$1{,}27[0{,}3+2{,}5+1+2{,}5]+0{,}3 = 8{,}3$
150 °K	$1{,}5\ [0{,}3+2{,}5+1+1{,}6]+0{,}5 = 8{,}6$
100 °K	$1{,}77[0{,}3+2{,}5+1+1{,}4]+0{,}8 = 10$
60 °K	$2{,}28[0{,}3+2{,}5+1+1{,}2]+1{,}3 = 12{,}7$
30 °K	$3{,}56[0{,}3+2{,}5+1+1{,}1]+2{,}6 = 20$

En pratique, la charge d'entrée peut être constituée par l'antenne, de température de bruit $T = T_a$. La méthode permet de mesurer la température de bruit T_s du système complet antenne + récepteur en fonctionnement.

On a, en effet :

$$T_s = T_a + T_e = T_a + T_1 + t = \frac{pc}{Y-1} T_0 + t \qquad (23)$$

d'où :

$$\frac{\Delta T_s}{T_s} \cong \frac{\Delta p}{p} + \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta T_0}{T_0} + \frac{\Delta Y}{Y-1} \qquad (24)$$

Par exemple, avec $\frac{\Delta p}{p} = 6\ \%$ ($\pm$ 0,25 dB),

on aura (pour $p \simeq 15{,}3$ dB) :

T_s	$\frac{\Delta T_s}{T_s}$ en %
290 °K	$6+1+0{,}3+2 \cong 9{,}5$
150 °K	$6+1+0{,}3+1{,}3 \cong 8{,}7$
100 °K	$6+1+0{,}3+1 \cong 8{,}3$
60 °K	$6+1+0{,}3+0{,}8 \cong 8{,}1$
30 °K	$6+1+0{,}3+0{,}7 \cong 8$

Il est à noter que la précision n'est pas détériorée pour les faibles valeurs de T_s.

4. Comparaison des différentes méthodes

Les méthodes exposées peuvent être comparées en reportant sur un graphique la précision que donne chacune d'elles suivant la température de bruit à mesurer, en fonction de l'imprécision sur les températures de bruit des sources utilisées et de l'erreur sur les mesures d'atténuation en moyenne fréquence.

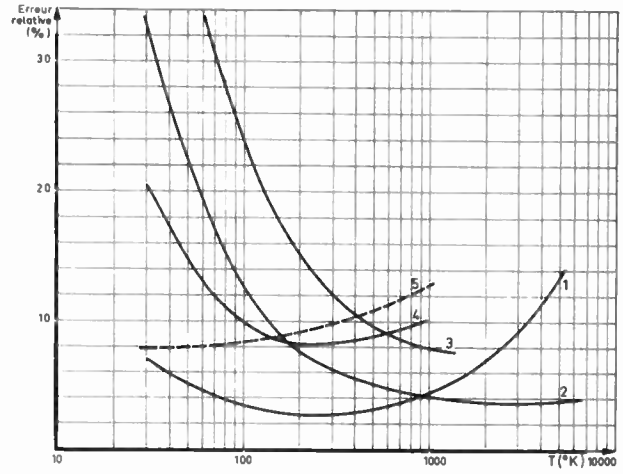


FIG. 5. — 1 - Charges à 290 °K ± 1 °K et 77 °K ± 0,5 °K
2 - Tube de bruit étalonné à 0,1 dB
3 - Tube de bruit courant
4 - Tube étalonné avec coupleur et charge à 77 °K
5 - Température de bruit du système avec tube de bruit courant, coupleur et charge à 77 °K
(Mesures d'atténuation à ± 0,02 dB)

On obtient les courbes de la figure 5.

— Courbe 1 : Charges à 290 °K ± 1 °K et 77 °K ± 0,5 °K.

— Courbe 2 : Tube de bruit spécialement étalonné

$$\left(\frac{\Delta p}{p} \simeq 0{,}1 \text{ dB}\right).$$

— Courbe 3 : Tube de bruit courant

$$\left(\frac{\Delta p}{p} \simeq 0{,}25 \text{ dB}\right).$$

— Courbe 4 : Tube de bruit étalonné et coupleur avec charge à 77 °K.

— Courbe 5 : Tube de bruit courant et coupleur. Température de bruit du système.

Ces courbes supposent des adaptations parfaites entre les éléments. L'effet des désadaptations peut être évalué à titre indicatif à partir des résultats indiqués en 1.4.5. (méthode des charges). On obtient les courbes de la figure 6.

— Courbe 1 : Charges à 290 °K ± 1 °K et 77 °K ± 0,5 °K avec adaptations parfaites.

— Courbe 2 : Mêmes charges, compte tenu des désadaptations résiduelles. Il faut souligner que la courbe 2 suppose cependant des désadaptations très faibles et mesurées avec grande précision, ce qui nécessite un équipement de laboratoire de haute qualité. De plus, elle néglige l'influence de la stabilité de l'ensemble, qui conditionne en fait les résultats obtenus, comme l'expose l'article de M. GRANGEON (page 53).

On voit donc apparaître l'extrême difficulté d'obtenir des précisions meilleures que 10 % pour des tem-

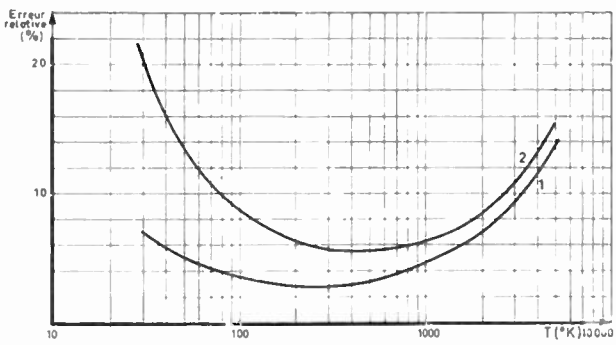


FIG. 6. — Mesures avec charges à 290 °K ± et 77 °K ± 0,5 °K
1 - Éléments parfaitements adaptés
2 - Avec désadaptations résiduelles

pératures de bruit inférieures à 100 °K, la précision diminuant avec la quantité à mesurer.

La méthode du tube de bruit est la moins précise pour les mesures absolues, mais elle conserve son utilité en laboratoire pour les mesures relatives, la sensibilité du système dépendant de la chaîne de réception et non de la source de bruit. Si l'on peut détecter des écarts de 0,02 dB, soit 0,5 %, cela revient à apprécier une variation de 0,5 % sur $T_e + T_0$, soit une variation de l'ordre de 2 °K sur T_e (hormis la stabilité du système).

La méthode du tube de bruit associée à un coupleur et une charge refroidie est intéressante pour connaître la température de bruit totale d'un système en fonctionnement (antenne + récepteur).

La méthode des charges (chaude et froide) est la seule permettant la mesure absolue de la température de bruit d'un récepteur avec une précision acceptable, mais avec une charge refroidie à l'azote liquide, il est déjà difficile d'obtenir une précision de 10 % sur des températures de bruit de l'ordre de 60 °K. Une amélioration de la précision aux faibles températures de bruit nécessite alors l'emploi d'équipements plus complexes, comme l'utilisation d'une charge refroidie à l'hélium liquide. Cette méthode paraît justifiée si la chaîne à tester comporte elle-même l'utilisation d'hélium liquide (par exemple pour un maser), mais elle constitue une complexité supplémentaire dans le cas de préamplificateurs fonctionnant à température ambiante ou à la température de l'azote liquide.

Le travail que nous avons présenté a été effectué dans le cadre de l'étude d'un amplificateur paramétrique à faible bruit, dans la bande des 4 GHz. Cette étude, actuellement en cours à la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, fait l'objet d'un contrat passé par la Direction des Recherches et Moyens d'Essais, qui a bien voulu autoriser la publication de cet article.

Nous remercions MM. DEMAN, ILTIS et MICHAUD pour les conseils qu'ils ont bien voulu nous donner au cours de cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] WELLS J.S., DAYWITT W.C. & MILLER C.K.S. — Measurement of effective temperatures of microwave noise sources. 1962 *IRE International Convention Record.* Part 3, p. 220 à 238.

[2] MUKAIHATA T., WALSH B.L. Jr, BOTTJER M.F. & ROBERTS E.B. — Subtle differences in system noise measurements and calibration of noise standards. *IRE Trans. on MTT.* Novembre 1962, p. 506 à 516.

[3] Notes on the Excess noise ratio of a gas discharge noise tube. Informations techniques Magnetic AB.

[4] STELZRIED C.T. — Improvement in the performance of an automatic noise figure meter with a liquid-nitrogen-cooled termination. *Proc. of the IRE.* Décembre 1961, p. 1963.

ÉVOLUTION DU TUBE A PROPAGATION D'ONDES A FAIBLE BRUIT

PAR

P. DELPHIN

Ingénieur à la CSF

Centre d'Etudes de Physique et d'Electronique Corpusculaires

1. Introduction

Au cours de la dernière décade, de nombreux laboratoires ont porté leur effort de recherche sur les différents systèmes d'amplification à faible facteur de bruit fonctionnant dans le domaine des micro-ondes. La diminution du bruit propre des récepteurs prend en effet une importance considérable dans tous les problèmes de transmission à grande distance, lorsque l'on désire réduire la puissance d'émission ou augmenter la portée. A ce titre, le radar, les relais hertziens, les communications spatiales, la radiométrie sont intéressés par ces problèmes. Parmi les récepteurs hyperfréquences, les tubes à propagation d'ondes à faible bruit ont progressé de façon continue depuis leur apparition en 1949, et donnent maintenant, pour des bandes très larges et des gains élevés, des températures équivalentes qui sans être aussi faibles que celles des systèmes à état solide sont néanmoins intéressantes pour des raisons qui apparaissent clairement dans l'étude des applications. Plus récemment les amplificateurs paramétriques à faisceaux électroniques de ADLER [1] ont permis d'atteindre des températures propres très basses grâce aux propriétés intéressantes des ondes rapides, mais une certaine complexité de structure et leur bande passante relativement étroite ont limité leur emploi à des applications très particulières qui ne seront pas évoquées ici.

L'amélioration des performances des tubes à propagation d'ondes à faible bruit fut en vérité assez lente. Les premiers résultats obtenus par RCA en 1949 (16 dB) ont marqué le début d'une série de progrès surtout technologiques concernant l'hélice, la cathode, le canon. En 1952 des facteurs de bruit inférieurs à 10 dB étaient réalisés dans différents laboratoires [2, 3] pendant que la théorie du canon à trois régions, théorie reposant sur l'aspect linéaire du faisceau au-delà du minimum de potentiel, prévoyait un facteur de bruit optimal de 6 dB environ. Cette prédiction devait être bientôt contestée puisque RCA annonçait en 1956 sur une série de tubes 6861 des valeurs de facteur de bruit de l'ordre de 5 dB [4]. L'introduction des corrélations entre les fluctuations de vitesse et de courant au niveau du minimum de potentiel voisin de la cathode permit alors l'élaboration de théories expliquant cette réduction du facteur de bruit [5, 6, 7] sans mettre en évidence une température minimale de bruit. Prudence justifiée, car en 1958 un nouveau type de canon à wehnelt positif, mettant à profit les corrélations vitesse-courant par un allongement de la région à faible potentiel, donnait une température propre de faisceau de l'ordre de 200 °K [8, 9] pour un facteur de bruit terminal de 3,5 dB en bande S. Depuis cette époque, les raffinements apportés au canon de Currie, l'amélioration des cathodes et d'autres perfectionnements ont permis de réduire encore cette température de bruit. L'importance accrue des pertes de l'hélice par rapport au bruit propre du faisceau a conduit alors les expérimentateurs à refroidir dans l'azote liquide le tube et, par la même occasion, le solénoïde de focalisation. Des facteurs de bruit terminaux inférieurs à 2 dB ont été obtenus par cette méthode [10]. Enfin très récemment, en 1964 [11], grâce à des champs magnétiques élevés, la firme RCA a pu annoncer 1 dB de facteur de bruit terminal et une température de faisceau de 50 °K. Ce résultat, spectaculaire puisqu'il permet au tube à onde progressive d'accéder aux températures de bruit réservées jusqu'ici aux amplificateurs paramétriques à varactors, n'est cependant qu'expérimental.

La lenteur relative de ces progrès est justifiée par l'extrême complexité des phénomènes de bruit au niveau de la cathode. Tout mode de calcul, même très élaboré, ne peut être qu'une grossière approximation des structures réelles. Les tendances générales ont été prévues par la théorie mais l'amélioration des tubes est due en majeure partie à une recherche expérimentale.

Les principes, même dans leur forme la plus simple, conduisent à des limitations qui prennent un intérêt particulier dans les cas extrêmes, par exemple aux longueurs d'ondes millimétriques.

Les résultats obtenus à titre expérimental ont, bien entendu, contribué à faire progresser les tubes

de série dont les performances sont maintenant intéressantes pour de nombreuses applications. En effet, le tube à onde progressive possède des caractéristiques très différentes de celles des amplificateurs à état solide, en particulier en ce qui concerne le gain, la bande passante, le découplage, la résistance aux signaux forts. Ces propriétés doivent être prises en considération dans les applications pratiques et permettent d'orienter le choix du récepteur vers le tube ou l'amplificateur paramétrique. A titre d'exemple, on peut citer la simplification des circuits d'entrée des récepteurs de radar dans le cas d'une amplification HF par tube à onde progressive. L'un des tubes éclateurs du diplexeur peut, en général, être supprimé car l'hélice du TPO peut supporter des puissances importantes. Il en résulte une diminution des pertes du circuit d'entrée.

C'est donc en étudiant les principes et les limitations de ces amplificateurs que l'on pourra envisager l'évolution future de leurs performances et de leurs applications.

2. Principes

2.1. Les ondes du faisceau

Les propriétés fondamentales de l'amplification en régime linéaire dans les tubes à propagation d'ondes peuvent être facilement interprétées en partant du concept d'ondes de charge d'espace. Ces ondes peuvent être introduites dans un modèle très simple de faisceau unidimensionnel monocinétique se propageant dans la direction z avec une vitesse moyenne u_0 et une densité moyenne de charge ρ_0. Il est assez facile de montrer par la résolution des équations de Maxwell que l'on peut, dans ce cas, exciter deux ondes caractérisées par un champ électrique longitudinal variable E_z et des vitesses voisines de u_0 [12] :

$$v = \frac{u_0}{1 \pm \dfrac{\omega_p}{\omega}} .$$

La pulsation de plasma ω_p étant définie par

$$\omega_p^2 = \frac{e}{m} \frac{\rho_0}{\varepsilon_0} .$$

Lorsque ces ondes sont excitées à la fréquence $\omega/2\pi$, la partie alternative $\tilde{u}$ de la vitesse où la tension cinétique $\tilde{V}$ associée :

$$e\tilde{V} = mu_0\tilde{u} ,$$

et la partie alternative $\tilde{\imath}$ du courant sont de la forme :

$$\tilde{V} = \sqrt{\frac{2}{Y_0}} \left(a_1 e^{-j\left(\frac{\omega - \omega_p}{u_0}\right)z} - a_2 e^{-j\left(\frac{\omega + \omega_p}{u_0}\right)z} \right) ,$$

$$\tilde{u} = \sqrt{2Y_0} \left(a_1 e^{-j\left(\frac{\omega - \omega_p}{u_0}\right)z} + a_2 e^{-j\left(\frac{\omega + \omega_p}{u_0}\right)z} \right) .$$

Les amplitudes a_1 de l'onde rapide et a_2 de l'onde lente sont normalisées pour la valeur de Y_0 :

$$Y_0 = \frac{I_0}{2V_0} \frac{\omega_p}{\omega} ,$$

où I_0 et V_0 sont respectivement la densité de courant et la tension moyennes du faisceau.

Ces deux ondes, que l'on appelle lente ou rapide suivant que leur vitesse v est plus petite ou plus grande que la vitesse moyenne u_0 ont des propriétés très différentes. En effet, si l'on considère les amplitudes normalisées a_1 et a_2, la « puissance cinétique » du faisceau définie par Chu [13] a pour valeur :

$$P = \frac{1}{2} R_e V_i^* = |a_1|^2 - |a_2|^2 .$$

Cette expression sera utilisée dans le calcul du facteur de bruit sous une forme légèrement différente.

L'excitation de l'une ou l'autre de ces ondes conduit donc à des puissances cinétiques de signes différents et, pour cette raison, il est possible de parler d' « énergie positive » pour l'onde rapide et d' « énergie négative » pour l'onde lente. La considération de ces énergies permet d'aborder l'étude des amplificateurs à faisceaux électroniques sous un angle très général.

L'onde lente peut être utilisée dans un amplificateur puisque, pour l'exciter, on recueille de l'énergie. En revanche, il est impossible de diminuer l'excitation de cette onde par un système passif, qui ne peut qu'absorber de l'énergie. L'application de ce principe est faite dans l'amplificateur à paroi résistive, dans lequel un faisceau cède de l'énergie en passant au voisinage d'une couche absorbante. L'onde lente se trouve alors progressivement excitée et on peut recueillir un signal amplifié. Cet amplificateur très simple n'est pas utilisé car son rendement est très faible, beaucoup de puissance étant dissipée dans la paroi résistive. Dans un tube à onde progressive, cette propriété intéressante de l'onde lente de plasma est mise à profit pour amplifier le signal, mais en revanche il est facile de voir que la puissance de bruit transportée par le faisceau ne peut pas être absorbée par un système passif, au moins dans la région monocinétique linéaire. Toute recherche dans ce sens ne peut aboutir qu'à un accroissement de la puissance cinétique de bruit qui, dans le meilleur des cas, reste constante.

L'onde rapide à énergie positive échappe naturellement à cette règle et peut céder son énergie à un système passif. Il est donc possible de la « refroidir » en diminuant la puissance de bruit qu'elle transporte. Cette onde, séduisante a priori pour réaliser des amplificateurs à faible bruit, ne peut être utilisée dans ce but que dans un dispositif paramétrique trouvant l'énergie nécessaire à l'amplification dans une source hyperfréquence de fréquence différente. En fait dans ces amplificateurs développés par

ADLER [1], on utilise une onde rapide cyclotron. Le bruit de ces amplificateurs peut être très faible.

Dans un tube à propagation d'ondes, on réalise un couplage électromagnétique entre l'onde lente d'un faisceau d'électrons et l'onde directe d'un circuit. Ces deux ondes sont couplées fortement lorsque leurs vitesses sont égales, mais on doit en toute rigueur considérer aussi l'onde rapide du faisceau et l'onde inverse du circuit. Parmi les quatre ondes résultantes, une seule est fortement amplifiée grâce aux propriétés d'énergie cinétique négative de l'onde lente. En revanche, comme on l'a remarqué plus haut, il n'est pas possible de débarrasser cette onde de son bruit.

2.2. La région monocinétique

Les sources de bruit d'un tube à progression d'ondes sont donc les fluctuations de vitesse et de courant du faisceau, les pertes du circuit, l'interception d'une partie des électrons par les électrodes et l'hélice et les perturbations apportées par les électrons secondaires. Les deux premières sources sont accessibles au calcul, au moins d'une façon approximative, et sont plus importantes que les deux autres.

Il est possible de calculer d'une façon assez simple le facteur de bruit minimal d'un tube à onde progressive en supposant que les fluctuations de vitesse des électrons sont faibles devant la vitesse moyenne du faisceau. Dans un tel régime linéaire, la notion d'ondes lente et rapide définie plus haut a un sens ; on peut alors assimiler le canon à faible bruit à un quadripôle et la région d'interaction circuit-faisceau, à un octopôle.

En effet si on suppose qu'il n'existe dans le canon aucun échange d'énergie avec l'extérieur et en particulier si aucun élément absorbant n'est placé au voisinage immédiat du faisceau, on peut relier les amplitudes normalisées b_i des ondes à la sortie du canon aux amplitudes a_i de ces ondes à l'entrée par une matrice M :

$$b = Ma.$$

Le canon reçoit une onde rapide d'amplitude a_1 et une onde lente d'amplitude a_2 de sorte que la matrice M est du second ordre (fig. 1). La puissance cinétique

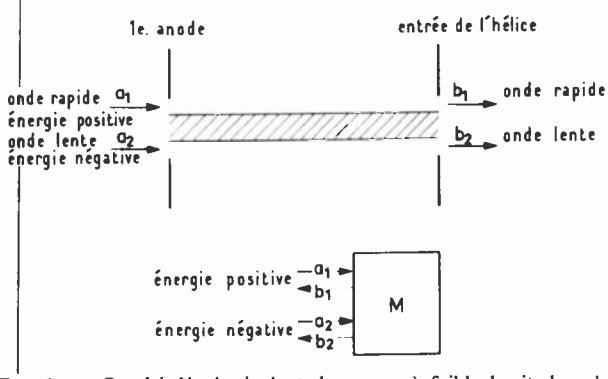


FIG. 1. — Quadripôle équivalent du canon à faible bruit dans la région monocinétique.

P transportée par ces ondes est écrite aisément par l'intermédiaire d'une matrice de parité destinée à distinguer les ondes à énergie négative des ondes à énergie positive. Dans le cas présent :

$$P = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix}.$$

La conservation de la puissance cinétique dans le canon aura donc une écriture simple :

$$b^+Pb = a^+Pa$$

qui entraîne la condition :

$$M^+PM = P \qquad (1)$$

En réalité, les grandeurs A_i et B_i qui représentent des ondes de bruit sont des fonctions aléatoires du temps dont on fait l'analyse harmonique en introduisant les densités spectrales dont le produit par $4\pi\Delta f$ correspond à la puissance de bruit transportée par une onde :

$$N_i = \lim_{T\to\infty} \frac{2\pi}{T} \overline{a_{iT}(\omega)a^*_{iT}(\omega)}\, 4\pi\Delta f \qquad (2)$$

$a_{iT}(\omega)$ étant les transformées de Fourier des amplitudes normalisées définies entre $-T$ et $+T$.

Ces densités spectrales sont en général rassemblées dans des matrices caractéristiques de bruit définies par :

$$A = \lim_{T\to\infty} \frac{2\pi}{T} \overline{a_T(\omega)a_T^+(\omega)}\ ,$$

$$B = \lim_{T\to\infty} \frac{2\pi}{T} \overline{b_T(\omega)b_T^+(\omega)}\ . \qquad (3)$$

Ces matrices sont reliées par la transformation linéaire du canon :

$$B = MAM^+, \qquad (4)$$

qui, jointe à la conservation de la puissance cinétique imposée par le théorème de Chu sous la forme (1), permet de trouver la condition importante :

$$BP = MAPM^{-1}. \qquad (5)$$

Cette égalité n'est satisfaite que pour des matrices AP dont le déterminant et la trace sont invariants. On peut donc remplacer l'équation (5) par deux conditions :

$$A_{11} - A_{22} = \text{Cte} = \Pi$$

$$|A_{12}|^2 - A_{11}A_{22} = \text{Cte} = \frac{1}{4}(\Pi^2 - S^2) \qquad (6)$$

Ces termes S et Π sont reliés de façon simple aux moyennes quadratiques des fluctuations d'intensité et de vitesse et à leur corrélation.

Ces conditions font apparaître avec évidence que le canon d'un amplificateur à faible bruit doit permettre d'ajuster deux paramètres du faisceau en supposant que les fluctuations soient bien définies à l'entrée de la région monocinétique.

Dans la région d'interaction où se produit l'amplification, le système se comporte comme un octopôle de matrice G recevant, en plus des ondes de faisceau rapide et lente, une onde d'entrée partiellement réfléchie a_3, b_3 et une onde de sortie également partiellement réfléchie a_4, b_4 (fig. 2). Le facteur de bruit est défini de façon classique par :

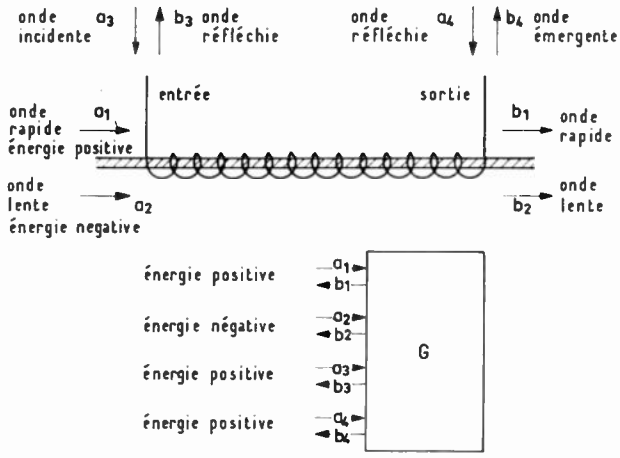


FIG. 2. — Octopôle équivalent de la région d'interaction du tube à ondes progressives. Dans un amplificateur parfaitement adapté ($b_3 = a_4 = 0$) la puissance utile d'entrée est $a_3 a_3^*$ et la puissance de sortie $b_4 b_4^*$.

$$F = 1 + \frac{N_{int}}{N_0} , \tag{7}$$

N_0 étant la puissance de bruit produite par un amplificateur équivalent parfait et N_{int} la puissance de bruit provenant des sources internes du tube. On supposera dans ce qui suit que l'amplificateur est parfaitement adapté ($a_4 = b_3 = 0$). Le bruit sortant de l'amplificateur est donc :

$$N = \lim_{T\to\infty} \frac{2\pi}{T} \overline{b_{4T} b_{4T}^*} 4\pi\Delta f , \tag{8}$$

$$b_4 = G_{41}a_1 + G_{42}a_2 + G_{43}a_3 .$$

Dans le calcul de N_0 on négligera les fluctuations du faisceau ($a_1 = a_2 = 0$) et dans celui de N_{int} on négligera le bruit thermique incident ($a_3 = 0$).

$$N_0 = \lim_{T\to\infty} \frac{2\pi}{T} |G_{43}|^2 \overline{a_{3T} a_{3T}^*} 4\pi\Delta f , \tag{9}$$

$$N_{int} = \lim_{T\to\infty} \frac{2\pi}{T} \overline{(G_{41}a_1 + G_{42}a_2)(G_{41}a_1 + G_{42}a_2)^*} 4\pi\Delta f$$

On peut donner à ces expressions une forme plus simple en utilisant la définition de la matrice A donnée en (3) :

$$N_0 = |G_{43}|^2 A_{33} 4\pi\Delta f = KT_0 \Delta f |G_{43}|^2 ,$$

$$N_{int} = \left(|G_{41}|^2 A_{11} + |G_{42}|^2 A_{22} + G_{41}G_{42}^* A_{12} + G_{42}G_{41}^* A_{12}^*\right) 4\pi\Delta f .$$

Le facteur de bruit d'un tube à onde progressive est donc :

$$F = 1 + \frac{4\pi}{KT_0} \frac{1}{|G_{43}|^2} \left(|G_{41}|^2 A_{11} + |G_{42}|^2 A_{22} + G_{41}G_{42}^* A_{12} + G_{42}G_{41}^* A_{12}^*\right) . \tag{10}$$

On peut agir sur la valeur de ce facteur de bruit en modifiant le canon. En effet les conditions (6) ne fixent que deux des quatre paramètres qui définissent le bruit du faisceau et on pourra, par exemple, rechercher les valeurs de $|A_{12}|$ et $\arg A_{12}$ qui minimisent ce facteur de bruit. Ainsi il est facile de voir que :

$$\pi = \arg A_{12} + \arg G_{41} - \arg G_{42} \tag{11}$$

donne la valeur minimale

$$F = 1 + \frac{4\pi}{KT_0} \frac{1}{|G_{43}|^2} \left(|G_{41}|^2 A_{11} + |G_{42}|^2 A_{22} - 2|G_{41}G_{42}||A_{12}|\right)$$

En exprimant maintenant A_{11} et A_{12} en fonction de $|A_{12}|$ grâce aux conditions (6) le facteur de bruit pourra encore être minimisé par une certaine valeur de $|A_{12}|$:

$$|A_{12}| = \left|\frac{G_{42}G_{41}}{|G_{42}|^2 - |G_{41}|^2}\right| S \tag{12}$$

$$F_{min} = 1 + \frac{2\pi}{KT_0} \frac{S\,\big||G_{42}|^2 - |G_{41}|^2\big| - \Pi(|G_{42}|^2 - |G_{41}|^2)}{|G_{43}|^2} \tag{13}$$

Dans un amplificateur sans perte, la matrice de transfert doit obéir à une condition analogue à (4) :

$$GP'G^+ = P' \tag{14}$$

où :

$$P' = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

On trouve en particulier la relation intéressante :

$$|G_{41}|^2 - |G_{42}|^2 + |G_{43}|^2 + |G_{44}|^2 = 1 .$$

En général le gain utilisable est supérieur à l'unité et dans ce cas, $|G_{42}|^2$ est supérieur à $|G_{41}|^2$ ce qui permet d'écrire le facteur de bruit sous la forme :

$$F_{\min} = 1 + \frac{2\pi}{KT_0}(S-\Pi)\left(1 - \frac{1-|G_{44}|^2}{|G_{43}|^2}\right)$$

On peut toujours adapter la sortie d'un tube à onde progressive stable ($|G_{44}| < 1$) par un quadripôle sans perte. Dans ce cas le gain en puissance utilisable est $G = |G_{43}|^2$ et le facteur de bruit minimal :

$$F = 1 + \frac{2\pi}{KT_0}\left(1 - \frac{1}{G}\right)(S-\Pi) \qquad (15)$$

Cette expression permet de définir une température de faisceau :

$$T_f = \frac{2\pi}{K}(S-\Pi) \ .$$

L'évaluation de la quantité $S-\Pi$ n'est pas aisée dans le cas le plus général. Les premières estimations basées sur des fluctuations de vitesse et d'intensité non corrélées sont, en revanche, facilement accessibles au calcul. En supposant que la répartition des vitesses soit maxwellienne, on trouve :

$$F = 1 + \left(1 - \frac{1}{G}\right)(4-\pi)^{\frac{1}{2}}\frac{T_c}{T_0} \ , \qquad (16)$$

dans le cas d'un amplificateur sans perte. Pour une cathode portée à la température $T_c = 1\,000$ °K. Ce facteur de bruit minimal est de l'ordre de 6 dB. En réalité, il faudrait également tenir compte des modes élevés de charge d'espace qui apparaissent dans un faisceau limité transversalement en augmentant le bruit. L'expérience montre cependant que des températures de bruit inférieures à cette limite théorique peuvent être obtenues sur des tubes réels. Il faut, par conséquent, tenir compte des corrélations dans la région du faisceau qui échappe aux hypothèses de ce calcul c'est-à-dire au voisinage de la cathode.

2.3. Les corrélations

Le calcul des corrélations entre les fluctuations de vitesse et de courant ne peut être entrepris que sur des modèles élémentaires. En particulier tous les calculs ont été effectués sur un faisceau unidimensionnel avec des distributions de potentiels et de vitesses très simples. Ainsi Siegman et P.K. Tien [5, 6] ont considéré une diode plane avec une répartition maxwellienne des vitesses et par conséquent le potentiel de Fry Langmuir. G. Convert [7] a calculé les corrélations pour un potentiel constant dans un espace de glissement et une répartition rectangulaire des vitesses. Dans tous les cas, les renseignements obtenus n'ont qu'une valeur qualitative car le potentiel au voisinage de la cathode, dans un canon à faible bruit, n'est ni celui de la diode plane, ni celui d'un espace de glissement. Néanmoins il est intéressant de constater que l'on peut obtenir une importante réduction du facteur de bruit pour certaines longueurs de la région à faible potentiel (fig. 3). Il serait hasardeux de déduire de ces calculs une valeur minimale du facteur de bruit d'un tube à onde progressive car les modèles utilisés sont très loin de la réalité. Les derniers résultats expérimentaux [11] permettent d'ailleurs de penser que si cette valeur existe, elle est sans doute très faible. Pour obtenir un facteur de bruit égal à l'unité il faudrait en effet réaliser $S = \Pi$ au moyen

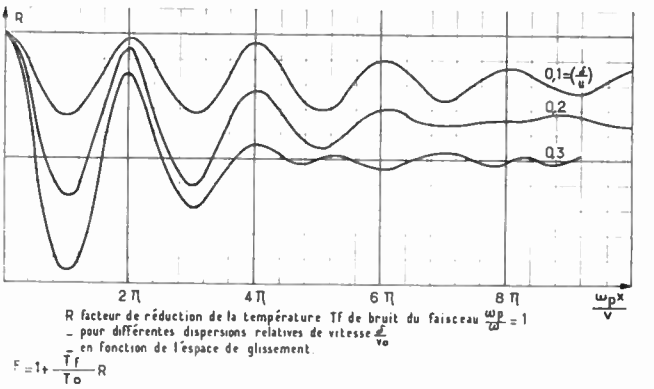


Fig. 3. — Facteur de réduction de la température de bruit.

de corrélations appropriées. On peut tenter d'approcher ce résultat en augmentant la longueur de la région à faible potentiel au voisinage de la cathode car, dans ce cas, (fig. 3) les corrélations prennent une valeur notable. L'effort expérimental de ces dernières années a été consacré en partie à l'étude des structures de canon qui permettent de réaliser cette répartition de potentiel. Un type de canon dû à M. Currie [16] répond à cette exigence de façon très simple et avec une souplesse assez grande. Le principe utilisé par Currie repose essentiellement sur une séparation des deux fonctions remplies normalement par la première anode dans un canon classique. En effet, cette électrode crée à la surface de la cathode le champ nécessaire à l'émission électronique et accélère les électrons émis. Dans le canon de Currie et dans tous les systèmes qui en dérivent, le courant du faisceau est extrait de la cathode par une électrode latérale portée à un potentiel positif et la vitesse des électrons est réglée par la première anode (fig. 4 et 5).

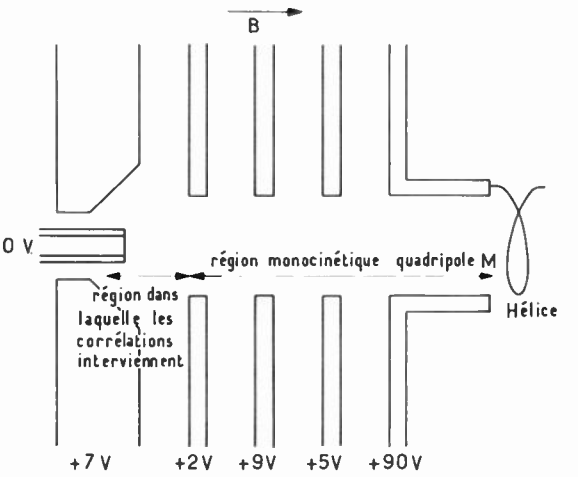


Fig. 4. — Plan d'optique d'un canon de tube à faible bruit.

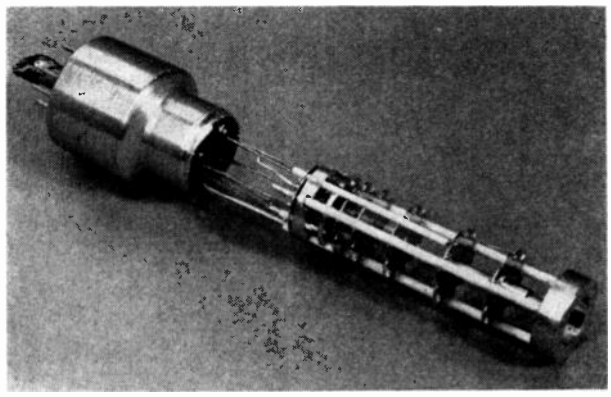


FIG. 5. — Canon de TPO à faible bruit (TPO 251).

Cette structure de canon présente en outre l'avantage de limiter la surface émissive à une zone annulaire, éliminant ainsi, en grande partie, les inconvénients présentés par une variation du champ électrique du circuit dans la section droite du faisceau. Il est même intéressant de ne conserver que la partie extérieure de la surface émissive pour éliminer complètement les électrons du centre.

En résumé, pour atteindre le facteur de bruit minimal dans un tube à onde progressive, il est nécessaire d'ajuster deux paramètres dans la région monocinétique du faisceau et deux autres paramètres au moins au voisinage de la cathode. En fait, les réglages de ces électrodes ne sont pas parfaitement indépendants et il est nécessaire, en général, d'adjoindre une cinquième anode pour séparer les deux régions.

Il est, bien entendu, possible d'accroître la complexité du canon au voisinage de la cathode en ajoutant un certain nombre d'électrodes de formes variées qui permettent, en principe, de fixer exactement le potentiel du faisceau sur une certaine longueur. En fait, le réglage des canons comportant plus de cinq électrodes indépendantes est assez délicat et limite leur emploi au domaine expérimental.

3. Limitations

Les calculs théoriques de la température de bruit minimal d'un faisceau d'électrons ont de graves lacunes, car comme on vient de le voir, des approximations importantes sont nécessaires pour aborder ces questions complexes. De plus, le facteur de bruit d'un tube réel dépend également de facteurs qui ne peuvent être évalués quantitativement, comme la qualité de la cathode, l'émission secondaire et la précision mécanique.

Les résultats très récents obtenus par RCA montrent clairement que le comportement réel de la région du minimum de potentiel n'est pas encore parfaitement connu et, en particulier, que le rôle du champ magnétique pourrait être plus important qu'on ne le pensait jusqu'à ce jour. Pour ces raisons, la mesure directe de la quantité $S - \Pi$ présente un certain attrait car elle donne des informations utiles sur le fonctionnement réel du tube. Ces mesures peuvent être faites en déplaçant une cavité le long du faisceau.

Néanmoins les calculs précédents ont un intérêt considérable car ils font apparaître certaines limitations, principalement dans le domaine millimétrique et guident la recherche expérimentale. Les pertes du circuit et la création d'une région à faibles vitesses électroniques au voisinage de la cathode introduisent, en particulier, des difficultés qui croissent rapidement avec la fréquence.

3.1. Limitation par les pertes

La contribution des pertes du circuit à la température de bruit globale de l'amplificateur peut être facilement estimée en assimilant l'hélice à une ligne d'impédance caractéristique Z de résistance linéique r et portée à la température T_H. Chaque longueur dz de circuit se comporte alors comme un générateur de bruit produisant une tension dont la valeur quadratique moyenne est :

$$\overline{dv^2} = (4KT_H\Delta f)\,r\,dz \qquad (17)$$

Cette tension de bruit, créée à une abscisse z (fig. 6),

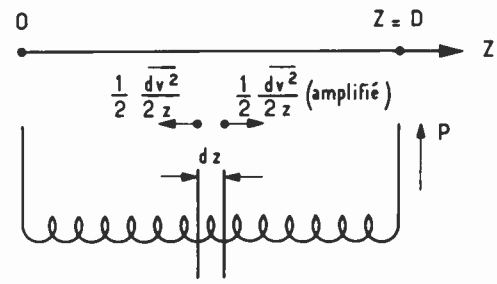


FIG. 6. — Sources de bruit réparties le long d'un circuit dont la température est T_H et l'impédance caractéristique z.

se propage vers l'entrée de l'hélice ($z = 0$) sans effet notable, mais en revanche est amplifiée par le gain du tube vers l'extrémité droite ($z = D$). En utilisant les notations de PIERCE [14], le terme réel de la constante de propagation de l'onde amplifiée est $\beta_e C x_1$, où C est le coefficient de couplage et x_1 le paramètre de gain. On retrouve donc à la sortie de l'hélice une puissance globale P qui est la somme de toutes les puissances élémentaires se propageant avec amplification dans la direction $+ z$:

$$P = \frac{1}{2}\frac{1}{2Z}4KT_H\Delta f r\int_0^D e^{2\beta_e C x_1 (D-z)}\,dz\ .$$

$$= \left(KT_H\Delta f\frac{r}{Z}\right)\frac{G_e - 1}{2\beta_e C x_1} \qquad (18)$$

G_e étant le gain en puissance de l'onde amplifiée (gain électronique). L'augmentation de la température de bruit du tube est donc :

$$\frac{P}{KG_e\Delta f} = \frac{T_H\left(1 - \frac{1}{G_e}\right)\frac{r}{Z}}{2\beta_e C x_1}\ .$$

Le terme $r/2Z$ représente le coefficient d'atténuation

de l'hélice qui est également dans les notations de PIERCE $\beta_e Cd$.

On peut donc exprimer la température de bruit due aux sources reparties le long de l'hélice par :

$$T_{circuit} = T_H\left(1-\frac{1}{G_e}\right)\frac{d}{x_1} \qquad (19)$$

En réalité l'atténuation de l'hélice introduit aussi une autre augmentation du facteur de bruit car l'expression (15) doit être modifiée en tenant compte des pertes. Un calcul complet montre que le rapport :

$$R = \frac{|G_{42}|^2 - |G_{41}|^2}{|G_{43}|^2} ,$$

a maintenant pour valeur [15] :

$$R = \left(1-\frac{1}{|G_{43}|^2}\right)\left(1+\frac{d}{x_1}\right) .$$

Le facteur de bruit d'un tube à onde progressive peut donc être exprimé en fonction des pertes :

$$F = 1+\frac{2\pi}{KT_0}(S-\Pi)\left(1-\frac{1}{G}\right)\left(1+\frac{d}{x_1}\right)+\frac{T_H}{T_0}\frac{d}{x_1}\left(1-\frac{1}{G_e}\right). \qquad (20)$$

Lorsque le circuit est à la température ambiante et que le gain du tube est assez élevé, cette expression prend une forme plus simple :

$$F = \left(1+\frac{2\pi}{KT_0}(S-\Pi)\right)\left(1+\frac{d}{x_1}\right). \qquad (21)$$

A l'aide de cette formule, la température propre du faisceau :

$$T_F = \frac{2\pi}{K}(S-\Pi) \qquad (22)$$

peut être calculée facilement en fonction des valeurs expérimentales, de la température du circuit, du paramètre de gain x_1, du paramètre de pertes d et du facteur de bruit. Le rapport $B \to d/x_1$ est, d'ailleurs, le rapport des pertes propres L du circuit au gain électronique G_e. Cette valeur a un intérêt théorique évident puisqu'elle permet d'apprécier l'importance des corrélations dans un tube donné. Cette expression du facteur de bruit est également intéressante dans l'étude des tubes aux fréquences très élevées.

Lorsque la fréquence moyenne de fonctionnement devient très élevée, c'est-à-dire lorsque l'on atteint le domaine des ondes millimétriques, l'atténuation du circuit prend une importance considérable. La conception du tube doit alors être orientée en tenant compte de ce facteur fondamental. Ainsi pour un tube dont le circuit est une hélice à température ambiante T_0, on peut démontrer, en utilisant le modèle simple de la couche hélicoïdale dont les champs sont bien connus [14], que l'atténuation α en décibels par unité de longueur en fonction du rayon a, du taux de retard c/v, de la conductivité σ et de la fréquence f, est de la forme :

$$\alpha \sim \frac{c/v\sqrt{f}}{a\sqrt{\sigma}} . \qquad (23)$$

Cette proportionnalité est assez bien vérifiée expérimentalement comme on peut le voir sur la figure 7

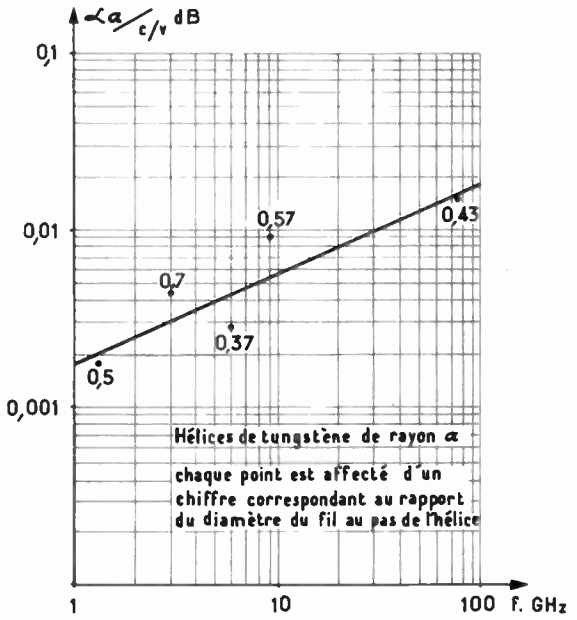


FIG. 7. — Atténuation de l'hélice.

pour un certain nombre d'hélices de tungstène pur. Le paramètre de pertes d s'en déduit facilement ainsi que le rapport d/x_1, qui figure dans l'expression du facteur de bruit (21). d/x_1 est proportionnel à $\sqrt{f}/\sqrt[3]{I}$ I étant le courant de fonctionnement du tube. Il en résulte que le facteur de bruit n'est pas sérieusement dégradé par les pertes de l'hélice si on augmente suffisamment le courant du faisceau pour les fréquences élevées. En fait les dimensions du circuit ainsi que le diamètre du faisceau diminuent avec la longueur d'onde et, par conséquent, on est amené à choisir pour les fréquences élevées des densités d'émission cathodique énormes. En effet, les canons convergents classiques introduisent des fluctuations de vitesses électroniques bien supérieures à la répartition correspondant à la température de la cathode. On peut cependant tourner la difficulté en faisant converger le faisceau dans une région où le potentiel moyen est très élevé [17], par exemple juste avant l'entrée de l'hélice, mais malgré cet artifice, la densité de courant reste élevée au départ de la cathode. La valeur du facteur de bruit, calculée d'après (16) en négligeant les corrélations, reste acceptable car la densité de courant d'émission croît exponentiellement avec la température de cathode, conformément à la loi de Richardson. On peut ainsi calculer, à la longueur d'onde de 3 mm, une température de faisceau de l'ordre de

1 400 °K et des facteurs de bruit terminaux de 11 dB. Malheureusement cette densité élevée s'oppose à la réalisation de zones de glissement à faible potentiel et par conséquent à la réduction du facteur de bruit par les corrélations.

Même aux fréquences basses, les pertes de l'hélice contribuent pour 1 dB au moins au facteur de bruit des tubes à ondes progressives. Un refroidissement énergique des circuits, avec de l'azote liquide par exemple, améliore donc notablement les performances [10].

3.2. Limitations par la densité de courant

Grâce à la loi de Richardson l'augmentation de la densité de courant avec la fréquence ne se traduit pas par un accroissement excessif de la température de cathode. En revanche pour extraire ce courant important, il est nécessaire de disposer de potentiels élevés au voisinage de la cathode et par conséquent les électrons seront accélérés d'autant plus rapidement que la densité sera plus grande. De plus, pour éviter de surcharger la couche émissive, il sera indispensable d'utiliser toute sa surface et non pas seulement une région annulaire. Enfin un ralentissement des électrons imposerait pour la focalisation une induction magnétique de valeur excessive. Toutes ces raisons s'opposent à la réduction du bruit par le jeu des corrélations et expliquent que les facteurs de bruit réalisés tendent à rejoindre l'expression (16) lorsque la fréquence augmente.

3.3. Autres limitations

Il existe beaucoup d'autres phénomènes qui accroissent le facteur de bruit d'un tube à onde progressive. On peut citer l'émission secondaire, l'interception du courant par les électrodes, les effets de lentilles, les irrégularités mécaniques. Ces effets sont difficilement calculables et par conséquent ne présentent pas un intérêt théorique considérable. Il faut cependant en tenir compte dans certains cas particuliers et, d'une façon générale, leur importance croît rapidement avec la fréquence. Dans la domaine millimétrique, les irrégularités du circuit joueront par exemple un rôle primordial.

4. Performances et applications

Les performances exceptionnelles obtenues en laboratoire [11] ne seront pas prises en considération dans l'étude des applications, mais elles permettent de penser que d'importants progrès seront encore réalisés dans le domaine des tubes industriels.

Les amplificateurs sont caractérisés par leur facteur de bruit ou mieux par leur température équivalente, mais aussi par un certain nombre de qualités supplémentaires qui doivent être examinées dans chaque cas particulier. Ainsi le gain, la stabilité du gain, la bande passante, le découplage entrée-sortie, la résistance aux impulsions fortes, la linéarité de phase, l'encombrement, la durée de vie peuvent intervenir de façon décisive.

Dans le domaine des tubes fabriqués industriellement il convient de distinguer trois classes suivant le système de focalisation utilisé : solénoïde, aimant permanent, aimant alterné. Ces trois dispositifs permettent également de maintenir la forme cylindrique d'un faisceau d'électrons mais diffèrent par leur encombrement et leur efficacité. Le solénoïde procure un champ élevé et parfaitement régulier, mais au prix d'un volume parfois excessif et d'une puissance dissipée importante. Si l'on ajoute les poids et encombrements des systèmes de refroidissement et d'alimentation, le solénoïde semble assez défavorisé. En revanche, le champ magnétique élevé qui peut être ainsi obtenu conduit à des performances supérieures surtout en ce qui concerne le facteur de bruit. En général, les alimentations de solénoïdes doivent être stabilisées pour éviter les fluctuations du gain et de la phase qui dépendent assez étroitement de la forme du faisceau. L'aimant permanent réalise un compromis car il donne, sans refroidissement ni alimentation, un champ magnétique sensiblement inférieur à celui que peut délivrer un solénoïde. L'encombrement et le poids de l'aimant permanent restent souvent assez importants bien que déjà plus réduits que ceux du solénoïde. On trouve, dans cette catégorie, des tubes dont les facteurs de bruit sont pratiquement comparables à ceux de la classe précédente car leur développement est en général plus récent. Enfin, les tubes à focalisation alternée ont un faible encombrement (fig. 8),

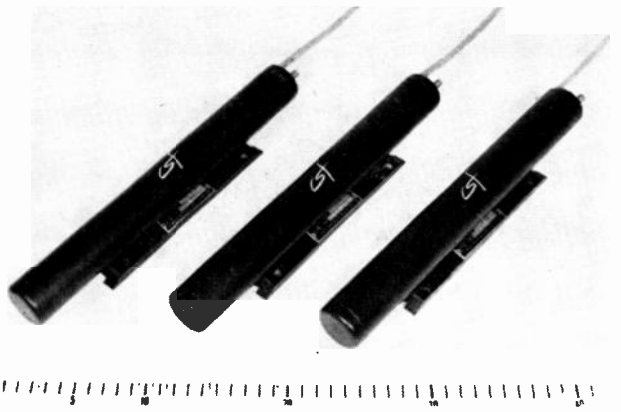


Fig. 8. — Tubes à focalisation alternée à très large bande (2-4, 4-7 et 7-11 GHz (gain élevé 35 dB) et bruit moyen (de 10 à 13 dB).

grâce à des champs de fuite réduits qui peuvent même être négligés lorsque le focalisateur est entouré d'un blindage magnétique. Malheureusement le champ magnétique périodique ne peut pas être complètement débarrassé de certaines composantes radiales non symétriques qui accroissent le facteur de bruit. Cette dernière classe de tubes est donc particulièrement intéressante dans les applications où l'on recherche un gain très élevé et un encombrement minimal pour un facteur de bruit modeste.

4.1. Performances

4.1.1. *Facteur de bruit*

Conformément aux résultats de l'analyse théorique, les facteurs de bruit croissent assez rapidement en

fonction de la fréquence pour atteindre, en bande X, une valeur qui ne fait plus intervenir les corrélations. Ainsi 4 dB peuvent être obtenus en bande L (fig. 9),

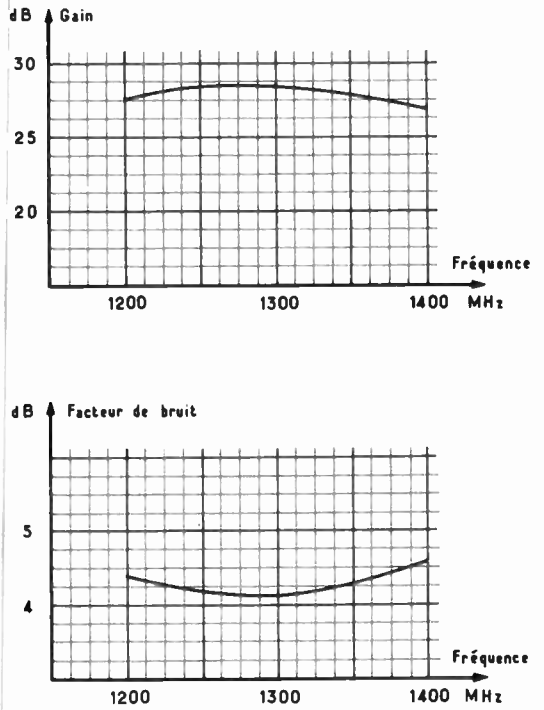


FIG. 9. — Caractéristiques du TPO faible bruit, bande L 251.

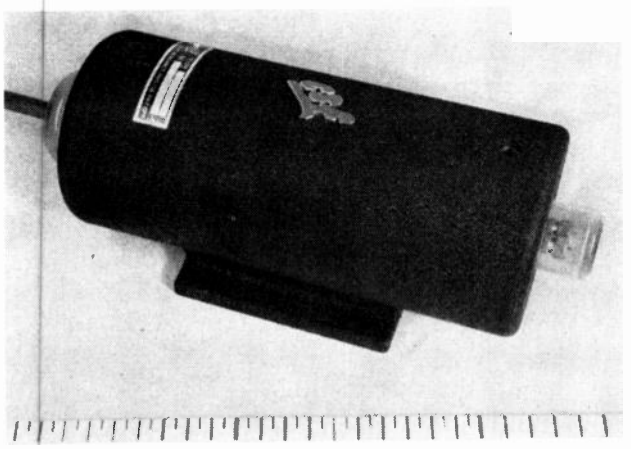


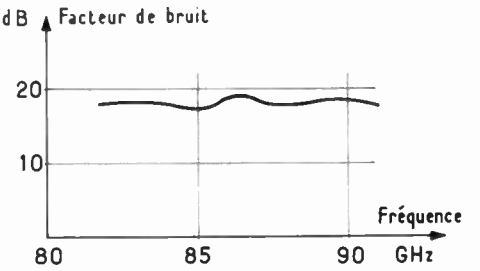
FIG. 10. — TPO faible bruit bande X (TPO 301). Gain 30 dB, facteur de bruit 8 dB.

5 en bande S, 7 en bande X (fig. 10). Au-delà, l'accroissement devrait être plus lent, mais les difficultés technologiques ont pour l'instant repoussé les résultats très au-dessus des limites théoriques puisque 17 dB sont obtenus à 90 GHz alors que 11 dB seraient possibles (fig. 11). Les TPO sont le plus souvent placés de façon définitive dans un aimant tubulaire (fig. 12). Les variations du facteur de bruit, en fonction de la fréquence, sont théoriquement très lentes et, en fait, déterminées par la qualité des transformateurs de couplage qui relient les prises coaxiales à l'hélice. Ainsi la bande passante peut varier suivant les cas de 25 % à une octave.

4.1.2. *Gain*

Le gain est obtenu assez facilement sur un TPO pour une longueur convenable de circuit. Il est donc en général supérieur à 25 dB parfois 30 dB ou même 40 dB. Il peut d'ailleurs être ajusté par un réglage du courant de faisceau. Cependant, en pratique, on limite à 25 dB les tubes à très faible facteur de bruit alors que 40 dB sont recherchés sur les amplificateurs à focalisation périodique dont le bruit est moyen. Il s'agit en général de masquer le facteur de bruit du système amplificateur ou détecteur qui suit le tube.

La stabilité du gain en fonction de la fréquence peut présenter une certaine importance en détection directe ou en radiométrie. Cette stabilité dépend de la régularité du circuit et suit en général les progrès technologiques. On remarque en particulier une amélioration très notable sur les tubes dont les hélices sont vitrifiées sur un support d'alumine.



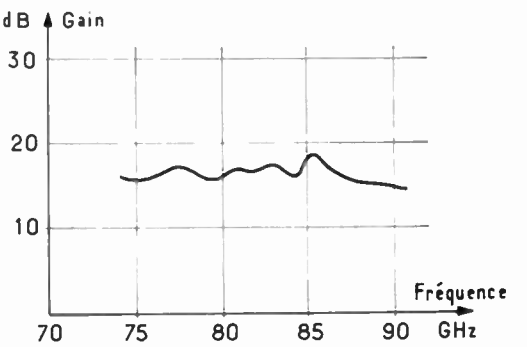


FIG. 11. — Résultats expérimentaux obtenus sur un TPO 041.

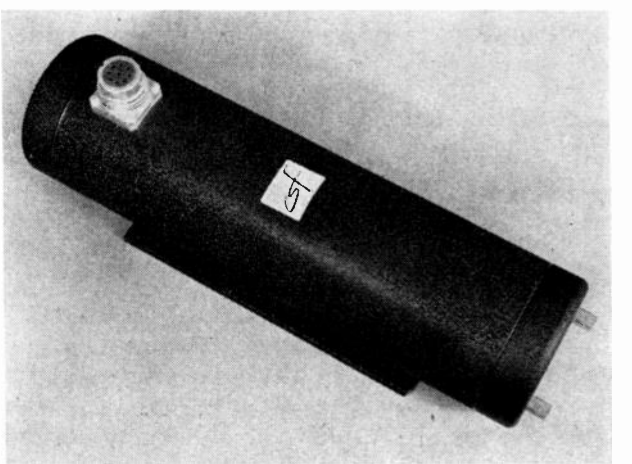


FIG. 12. — TPO faible bruit bande L (TPO 251)

4.1.3. *Protection des circuits détecteurs ou mélangeurs*

Une caractéristique intéressante du TPO est sa réponse aux signaux intenses. En effet lorsque l'on dépasse à l'entrée du tube une puissance qui correspond à la saturation du faisceau, la puissance de sortie diminue très rapidement (fig. 13) ; l'hélice se

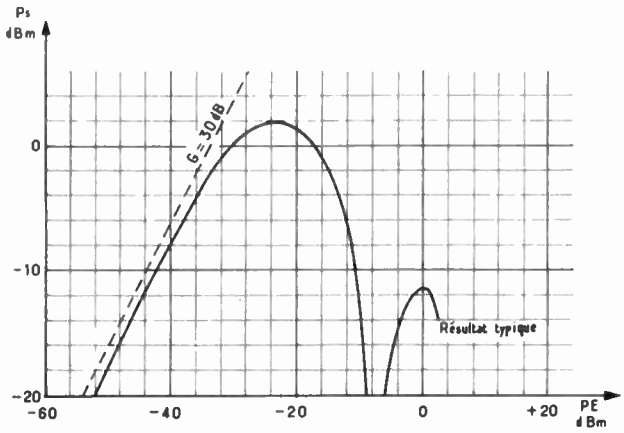


FIG. 13. — Courbe de saturation du TPO 101.

comporte comme un système passif lorsque les signaux sont intenses. On observe alors, entre l'entrée et la sortie, une perte d'insertion qui est de l'ordre de 60 à 80 dB. Par conséquent, des puissances crêtes supérieures au kilowatt pour des valeurs moyennes de l'ordre du watt peuvent être appliquées à un TPO, sans dommage pour son hélice ni pour les détecteurs ou mélangeurs qui le suivent.

4.1.4. *Phase*

La phase du signal de sortie d'un tube à ondes progressives dépend d'un certain nombre de paramètres dont les plus importants sont la tension de l'hélice et la fréquence. En ce qui concerne la tension V du circuit, la variation relative de la phase φ suit la relation approximative :

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} \cong \frac{1}{4}\frac{\Delta V}{V} .$$

Il est donc possible, à une fréquence donnée, d'obtenir un signal de sortie avec une grande stabilité de phase si la tension d'hélice est stabilisée. Le champ magnétique de focalisation a également une certaine influence sur cette caractéristique mais on ne rencontre, bien entendu, aucune difficulté avec les aimants permanents. Les autres électrodes jouent un rôle très négligeable sur la phase.

En fonction de la fréquence, le tube à ondes progressives se comporte comme une ligne très longue (environ 30 à 50 λ) et on peut par conséquent observer une forte variation linéaire de la phase. Cependant dans beaucoup d'applications, par exemple dans les radars multivoies, il est intéressant de connaître la variation exacte de la phase et, en particulier, les écarts par rapport à une loi linéaire. Ces mesures sont complexes car le gain varie en fonction de la fréquence ; elles font actuellement l'objet d'études particulières. Sans donner de valeur, on peut néanmoins penser avec certitude que cette linéarité de phase dépend de la régularité du circuit et qu'ici encore, les progrès technologiques auront des conséquences tangibles.

4.1.5. *Durée de vie*

Les durées de vie des tubes à faible bruit sont bonnes car les cathodes sont peu chargées et fonctionnent à très basse température, le vide excellent, l'interception du faisceau par l'hélice, infime, et la puissance appliquée, très faible. Néanmoins, une faible température de bruit ne peut être produite que par une cathode dont le travail de sortie est parfaitement uniforme et la surface lisse. On verra en général le facteur de bruit remonter avant d'observer la chute du courant cathodique. Ces éléments font que des durées de vie de 5 000 h sont actuellement observées sur les tubes équipant des radars. En fait, un progrès technologique constant doit raisonnablement donner à des tubes travaillant dans des conditions aussi favorables des vies supérieures à 10 000 h.

4.2. APPLICATIONS

Il ne peut être question de passer en revue ici toutes les applications particulières des tubes à propagation d'ondes. Quelques exemples suffiront à montrer l'importance de certaines caractéristiques de ce type d'amplificateurs.

4.2.1. La modification de radars classiques par l'introduction d'un étage à TPO est une application typique de ce tube. En assurant la protection du cristal mélangeur par sa caractéristique de saturation particulière, il augmente considérablement la stabilité des performances du récepteur. L'implantation du tube est en général assez simple car la très grande robustesse de l'hélice permet de simplifier le circuit diplexeur par la suppression du tube TR ; le tube pré-TR est en général suffisant pour assurer la protection de l'amplificateur HF. Pour bénéficier du facteur de bruit faible, il est nécessaire de supprimer la bande image en plaçant un filtre avant le mélangeur.

Le TR qui a été « récupéré » sur le diplexeur peut souvent être utilisé comme filtre de sortie. Cette simplification apporte en outre une amélioration du facteur de bruit correspondant à la perte d'insertion du TR. Le TPO peut en général être placé à l'intérieur de la tête HF grâce à son volume assez faible (fig. 14) ; l'alimentation, qui est peu puissante donc peu encombrante, peut être placée à l'extérieur du meuble (fig. 15) ou prélevée sur les tensions internes du radar dans un montage définitif. Les réglages du tube se bornent en principe à ajuster la tension d'hélice à la valeur donnant le gain maximal. Les autres tensions sont affichées à l'aide d'un voltmètre de contrôle. On n'observe aucun effet de cross-modulation tant que les signaux restent inférieurs à la puissance qui correspond à la saturation du tube.

Dans certaines applications, par exemple en contre-mesures, la largeur de bande du TPO représente un avantage décisif. Elle permet en effet d'introduire entre deux filtres un excellent découplage et un gain très constant.

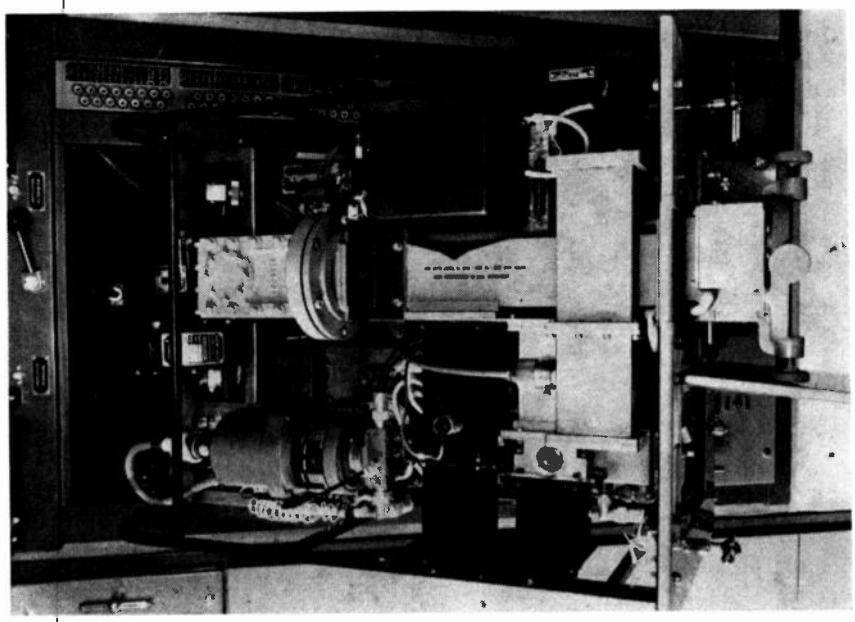


FIG. 14 (ci-dessus). — Radar bande S modifié par adjonction d'un TPO 101 et remplacement du TR normal par un TR à large bande et faible perte d'insertion.

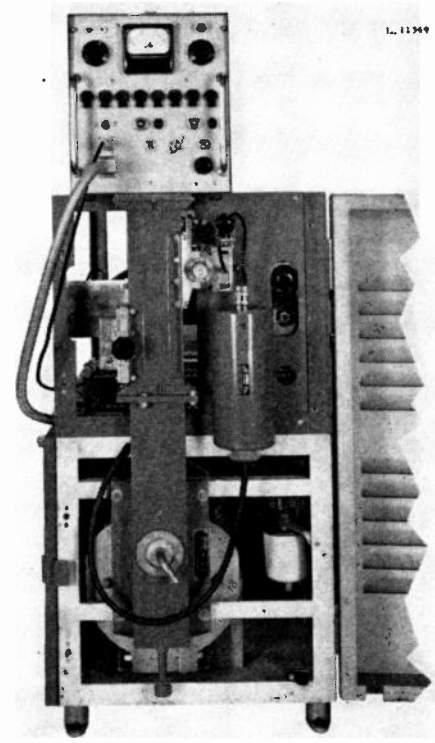


FIG. 15 (ci-contre). — Radar bande S équipé d'un TPO 101. L'alimentation du tube peut être placée en dehors du meuble.

4.2.2. En radiométrie on démontre la relation importante :

$$\frac{\Delta T_{eq}}{T_{eq}+T_r}\sqrt{\frac{B}{2b}}=1\ ,$$

qui relie l'écart minimal de température décelable ΔT_{eq}, la bande B, la température T_r du récepteur et la bande b du détecteur. Dans les applications courantes T_{eq} est voisin de T_0 et on pourra caractériser le radiomètre par le facteur de mérite [18] $\sqrt{B}/F_1$. On voit ainsi que les facteurs de bruit relativement modestes des TPO sont compensés en radiométrie par leur très grande largeur de bande. En particulier les fréquences très élevées paraissent particulièrement avantageuses, car la bande d'un TPO croît à peu près proportionnellement à sa fréquence moyenne de fonctionnement, alors que le facteur de bruit ne varie que lentement lorsque les corrélations n'entrent plus en jeu. Il faut en réalité tenir compte des conditions auxiliaires au nombre desquelles il faut citer la stabilité du gain en fonction de la fréquence. Dans certains cas des variations excessives du gain peuvent limiter la bande utile. Ces variations sont dues aux irrégularités des circuits et au coefficient de réflexion de l'atténuation ; ici encore les récents progrès de la technologie permettent d'améliorer notablement les performances. En particulier, la vitrification de l'hélice assure un pas parfaitement constant et élimine ainsi l'une des irrégularités essentielles.

5. Conclusion

Ce bref aperçu des problèmes complexes posés par la réduction du facteur de bruit dans un tube à ondes progressives permet non seulement d'expliquer a posteriori la lenteur relative des progrès réalisés jusqu'à maintenant, mais aussi d'attendre une amélioration notable dans le futur des performances des tubes industriels.

Dans de nombreuses applications, les qualités de gain élevé, de découplage, de simplicité, de résistance aux impulsions fortes conduiront les utilisateurs à préférer ces amplificateurs bien que leur température de bruit soit encore supérieure à celle des dispositifs à état solide.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ADLER A., HRBEK G. and WADE G. — A Fast Wave Transverse Field Parametric Amplifier. *IRE Annual Conference on Electron Tube Research*, Québec, Canada 1958.

[2] PETER R.W. — Low Noise Traveling Wave Amplifiers. *RCA Rev.*, Sept. 1952.

[3] CONVERT G. — Sur un modèle expérimental d'amplificateur à faible facteur de bruit. *Annales de Radioélectricité*, juillet 1952.

[4] KINAMAN E.W. and MAGID M. — Very Low Noise Traveling Wave Tubes. Conférence présentée au 1er Congrès International Tubes Hyperfréquences, Paris 1956.

[5] SIEGMAN A.E. — Analysis of Multivelocity Electron Beams by the Density Fonction Method, *JAP*, October 1957.

[6] TIEN P.K. and MOSHMAN J. — Montecarlo calculation of noise near the potentiel minimum of a high frequency diode, *JAP*, Sept. 1956.

[7] CONVERT G. — Corrélation vitesse courant produite par le glissement d'un faisceau ayant une dispersion de vitesse. Rapport CSF, WR 301 non publié.

[8] ST-JOHN G.E. and COULTON M. — S band traveling wave tubes with noise figure below 4 dB, *PIRE corresp.*, May 1958.

[9] CURRIE M.R. and NEVINS J.E. — Experimental X band preamplifier tubes with 4,5 dB noise figure, *PIRE corresp.*, November 1959.

[10] ISRAELSEN B.P. — The effect of helix loss on noise figure in traveling wave tubes., *Trans IRE on electron devices*, March 1962.

[11] HAMMER J.M. and THOMAS E.E. — Traveling wave tube noise figure of 1 dB at S band, *PIRE corresp.*, February 1964.

[12] PIERCE J.R. — The wave picture of microwave tubes, *BSTJ*, November 1954.

[13] CHU L.J. — A kinetic power theorem, *IRE Conference*, PGED, Durham N.H., June 1951.

[14] PIERCE J.R. — Traveling wave tubes, D. von Nostrand C°, New York 1950.

[15] SMULLIN L.D. and HAUS H.A. — Noise in electron devices. Technology Press of Mass and J. Wiley 1959.

[16] CURRIE M.R. and FORSTER D.C. — New mechanism of noise reduction in electron beams, *JAP*, January 1959.

[17] DELPHIN P. — Un tube à onde progressive à faible bruit à 90 GHz. Conférence présentée au 5e Congrès International Tubes Hyperfréquences, Paris, 1964 (A publier).

[18] BROUSSAUD G. et RICHARD P. — Intérêt comparé des radiométries infrarouge et hertzienne, *Annales de Radioélectricité*, avril 1963.

LES MASERS ET LEURS POSSIBILITÉS ACTUELLES

PAR

M. SOUTIF

Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble

1. Introduction

Les masers sont des dispositifs amplificateurs ou oscillateurs qui utilisent comme source d'énergie un système de noyaux, d'électrons ou de molécules maintenus hors d'équilibre thermodynamique par un artifice quelconque. Les énergies de tels systèmes étant quantifiées en niveaux discrets, l'énergie est libérée à fréquence sélective par quanta dont l'onde incidente assure la cohérence de phase, d'où la signification de M.A.S.E.R. : microwave amplifiers by stimulated emission of radiation.

Le principe de tels appareils a été proposé presque simultanément par BASOV et PROKHOROV en U.R.S.S. et TOWNES aux U.S.A. en 1954, ce qui vient de valoir à ces trois auteurs le prix Nobel de cette année.

L'intérêt des masers réside essentiellement dans le fait qu'ils ne renferment que des sources de bruit extrêmement faibles dans le domaine hyperfréquence, et que, dans celui de l'optique, la cohérence de phase de leur oscillation augmente considérablement les possibilités de la technique.

Nous rappellerons très brièvement sur le modèle de la résonance magnétique (*) la structure des niveaux discrets d'énergie utilisés et énumérerons les différents types de transitions possibles entre eux.

2. Equilibre d'un système présentant deux niveaux d'énergie

Supposons qu'un système quelconque de n particules soit susceptible d'occuper deux niveaux d'énergie E_1 et E_2. Au repos les n particules ne seront pas toutes au niveau inférieur, car l'énergie d'agitation thermique extérieure au système communiquera à certains éléments assez d'énergie pour qu'ils montent au niveau supérieur. L'équilibre thermodynamique étant, par définition, caractérisé par la distribution de Boltzmann, on aura si le réseau extérieur est à la température absolue T (fig. 1) :

$$n_2 = n_1 e^{-\frac{E_2 - E_1}{kT}} \qquad (1)$$

avec évidemment $n_1 + n_2 = n$.

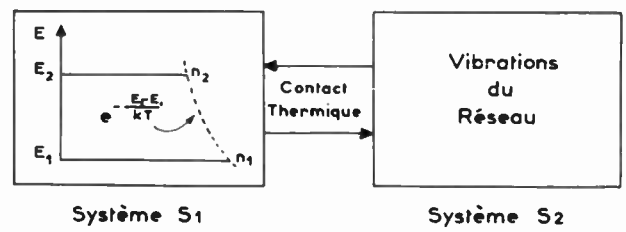


FIG. 1. — Schéma de l'équilibre thermodynamique entre un système de particules quantifiées et le réseau extérieur.

L'ensemble des particules peut être considéré comme un système thermodynamique S_1 plongé dans un bain extérieur formant un deuxième système S_2. Le contact entre S_1 et S_2 est obtenu grâce aux chocs ou aux couplages électriques et magnétiques entre les molécules du bain S_2 et les particules S_1. Ce contact est plus ou moins bon si bien que, lorsque la température de l'un des deux systèmes est modifiée, le retour à l'égalité des températures se fait avec une constante de temps T_1 plus ou moins longue, appelée *temps de relaxation*. En général, la capacité calorifique de S_1 est négligeable devant S_2 et on retrouve à l'équilibre la température de S_2.

La température de S_2 peut être modifiée par les voies usuelles en chauffant ou refroidissant l'échantillon étudié. La température de S_1 peut être définie

* Pour un exposé élémentaire de ce phénomène voir : Spectroscopie Hertzienne par A. FREYMAN et M. SOUTIF. Dunod.

par l'équation (1) et peut ainsi être modifiée par le jeu du rapport n_2/n_1. C'est ainsi qu'une onde électromagnétique de fréquence ν telle que :

$$h\nu = E_2 - E_1 \tag{2}$$

agira sélectivement sur S_1 et modifiera sa température, qui croîtra si l'énergie de l'onde est absorbée. On aura, en régime permanent, un équilibre dynamique provenant des effets opposés du chauffage électromagnétique et des fuites de chaleur par le contact thermique S_1S_2. Ce contact dépend d'un certain nombre de paramètres physiques qui permettent à l'expérimentateur de l'ajuster à sa guise dans de très larges limites. Le plus simple de ces facteurs est la température elle-même : puisque le contact provient de chocs et de couplages entre vibrations, on conçoit bien qu'il diminue avec la température et que les temps de relaxation augmentent beaucoup aux basses températures.

Dans certains cas, le système extérieur S_2 peut être subdivisé en plusieurs sous-groupes dont les contacts thermiques entre eux ou avec S_1, peuvent être augmentés ou supprimés à volonté, permettant un grand nombre d'expériences très variées (double irradiation, effet Overhauser, etc.).

3. Interaction entre une onde électromagnétique et un système de deux niveaux

Cette interaction qui modifie les populations des niveaux en provoquant des transitions de particules d'un niveau à l'autre, correspond à plusieurs phénomènes (fig. 2).

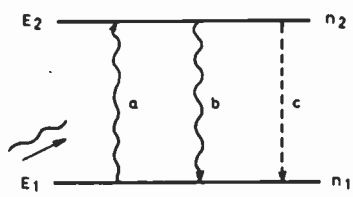


FIG. 2. — Mode d'interaction entre une onde électromagnétique et un système de deux niveaux.

3.1. Absorption

Une onde incidente, à la fréquence exacte définie par (2), perd son énergie par quantum $h\nu$, chacun servant à élever une particule du niveau 1 vers le niveau 2. Chaque particule du niveau 1 a une certaine probabilité de transition, proportionnelle à la densité d'énergie de l'onde : ρ_ν, que nous écrirons : $B_{12}\rho_\nu$.

Les variations de populations seront donc :

$$\frac{dn_2}{dt} = -\frac{dn_1}{dt} = n_1 B_{12}\rho_\nu \tag{3}$$

3.2. Emission stimulée

La même onde agissant sur une particule du niveau supérieur peut lui imposer une transition vers le bas, libérant un photon $h\nu$ qui s'ajoute, *en phase*, à l'onde incidente. La probabilité de cette action s'écrit : $B_{21}\rho_\nu$ et provoque une variation de populations :

$$\frac{dn_1}{dt} = -\frac{dn_2}{dt} = n_2 B_{21}\rho_\nu \tag{4}$$

3.3. Emission spontanée

En l'absence d'onde incidente, certaines particules retombent du niveau supérieur au niveau inférieur avec émission du quantum $h\nu$ dans un état de *phase quelconque*. Si on note A la probabilité de ce mécanisme, on a :

$$\frac{dn_1}{dt} = -\frac{dn_2}{dt} = n_2 A \tag{5}$$

La mécanique quantique attribue à A la valeur

$$A = \frac{64\pi^4\nu^3\|\mu\|^2}{3hc^3} \tag{6}$$

où $\|\mu\|$ est l'élément de matrice connectant les deux niveaux. On remarque que A est proportionnel à ν^3. Ainsi, toutes choses égales d'ailleurs, ce phénomène est très probable dans le domaine optique, où il limite la durée de vie d'une particule excitée autour de 10^{-8} s, tandis qu'il est très rare dans le domaine radioélectrique.

3.4. Equilibre émission-absorption

Pour un système au repos à une température donnée T, il s'établit un équilibre entre ces trois mécanismes en présence des seules radiations du corps noir, données par la loi de Planck

$$\rho_\nu = \frac{8\pi h\nu^3}{c^3}\,\frac{1}{e^{h\nu/kT}-1} \tag{7}$$

Cet équilibre conduit à la distribution de Boltzmann de l'équation (1), où la population de chaque niveau est statistiquement constante. On a donc :

$$\frac{dn_1}{dt} = -\frac{dn_2}{dt} = 0 = n_2(A + B_{21}\rho_\nu) - n_1 B_{12}\rho_\nu$$

d'où :

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{B_{12}\rho_\nu}{B_{21}\rho_\nu + A} = e^{-\frac{h\nu}{kT}} \tag{8}$$

Si nous faisons tendre la température vers l'infini, ρ_ν croît infiniment, mais le rapport tend vers 1, on en tire :

$$B_{12} = B_{21} \tag{9}$$

D'où : *la probabilité individuelle de l'émission stimulée est identique à celle de l'absorption.*

Si nous remplaçons dans (8) ρ_ν par son expression (7), on trouve :

$$\frac{A}{B} = \frac{8\pi h\nu^3}{c^3}$$

et d'après (6) :

$$B = \frac{8\pi^3 \|\mu\|^2}{3h^3} \qquad (10)$$

d'où : *la probabilité d'absorption est indépendante de la fréquence.*

Ainsi, dans le domaine des fréquences radioélectriques où A est négligeable, les probabilités B restent importantes. L'action d'une onde extérieure $h\nu$ sur un système en équilibre à la température T est donc uniquement de provoquer les deux effets antagonistes d'absorption et d'émission stimulée. Or si les probabilités individuelles de ces deux effets sont identiques, les effets globaux ne le sont pas puisque les deux populations sont différentes et, puisque $n_1 > n_2$, l'*absorption* est dominante. Elle s'accompagne d'une augmentation de n_2 par rapport à n_1 donc, d'après (1) d'une augmentation de la température du système de particules.

Or la différence de population à température ordinaire est très faible. Ainsi pour 10 000 MHz, $h\nu/kT = 1{,}6 \cdot 10^{-3}$ ce qui correspond à

$$\frac{n_1 - n_2}{n_1} \simeq 1{,}6 \cdot 10^{-3}$$

L'absorption aura donc assez tendance à égaler n_2 et n_1 ce qui correspond à une *température infinie*, et cela d'autant plus facilement que le contact thermique avec le bain extérieur qui s'oppose à cet effet, sera faible. Cependant on ne pourra dépasser la limite $n_1 = n_2$, car pour cette valeur les deux effets d'absorption et d'émission deviennent égaux et les effets de l'onde incidente s'annulent statistiquement. On dit qu'il y a *saturation*. Dans certains cas il suffit de quelques microwatts pour l'atteindre.

Notons que, dans le domaine optique, les phénomènes sont quantitativement différents. A température ordinaire, pour $\lambda = 0{,}5\ \mu$, on a $h\nu/kT = 100$ et par suite, seul le niveau inférieur est peuplé. L'absorption est donc initialement la seule à jouer, et la saturation est impossible à atteindre normalement, étant essentiellement combattue par l'émission spontanée plutôt que par le contact thermique entre les deux systèmes S_1 et S_2.

4. La température absolue négative et l'effet maser

Nous venons de voir qu'il n'était pas possible, par absorption, de changer le signe de la différence $n_1 - n_2$, mais supposons qu'un phénomène auxiliaire le permette. Une onde incidente provoquera alors plus d'émission stimulée que d'absorption et, grâce à la cohérence de phase de ce mécanisme, l'onde sera amplifiée après passage dans la matière. Si le coefficient d'amplification est même suffisant, le système pourra accrocher et auto-osciller.

Un tel dispositif tirera son énergie du système de particules et la seule source de bruit interne sera l'émission spontanée, erratique, justement très faible dans le domaine radioélectrique.

D'après la loi de Boltzmann (1), une telle inversion de populations correspond à T négatif. Cette température ne peut évidemment être réalisée à l'état d'équilibre, mais si le contact thermique avec l'extérieur est très faible, elle peut subsister suffisamment longtemps pour avoir une signification physique réelle. Elle évoluera en tendant vers $-\infty$ et en sautant brusquement à $+\infty$ pour rentrer dans le domaine habituel des températures absolues.

La première réalisation de températures négatives est due à Pound en 1951. Dans un cristal de LiF à la température ordinaire, les noyaux de fluor possèdent un moment magnétique μ et un spin $I = 1/2$, si bien que, dans un champ magnétique extérieur H_0, ils peuvent s'orienter parallèlement ou antiparallèlement au champ, ce qui correspond aux énergies $-\mu H_0$ et $+\mu H_0$ proportionnelles au champ (fig. 3).

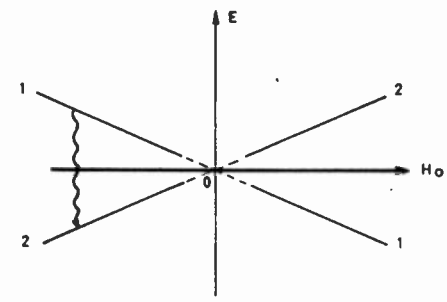


FIG. 3. — Principe du renversement de polarisation par passage rapide.

Lorsque l'équilibre thermique est atteint, le niveau (1) est plus peuplé que le niveau (2) et l'on a :

$$\frac{n_1}{n_2} = e^{\frac{2\mu H_0}{kT}}.$$

Or, il se trouve que dans ce cristal, s'il est très pur, les noyaux sont extraordinairement peu couplés aux électrons et atomes qui les entourent, si bien que le contact thermique est très faible (temps de relaxation de plusieurs heures). Le rapport n_1/n_2 gardera donc sensiblement la même valeur si l'on réduit assez vite H_0, en le ramenant par exemple en quelques secondes de 6 000 Oe à 6 Oe. Il faudra alors passer très vite, en quelques dizaines de microsecondes, de 6 Oe à -6 Oe pour éviter les effets désorientateurs des petits champs locaux (dus aux autres noyaux par exemple), puis passer de -6 Oe à $-$ 6 000 Oe à nouveau en quelques secondes. Au total n_1/n_2 conserve sa valeur, donc les spins (et l'aimantation) leur orientation, tandis que le sens du champ a changé : le niveau 1 est maintenant le plus énergétique. Si

l'on effectue alors une transition entre les deux niveaux (résonance magnétique nucléaire), on recueille de l'énergie (raie inversée), pendant un temps relativement court bien entendu.

Un tel système ne peut fonctionner que par impulsion. Il a cependant été proposé comme maser dans certains cas en transposant le passage à travers le zéro du champ par le passage à travers une résonance dont l'effet est de créer un champ tournant qui, pour une certaine valeur, annule l'effet de H_0.

Une deuxième expérience importante est due à TOWNES [3] (1954) grâce à la molécule d'ammoniac qui possède deux structures inverses correspondant à deux énergies dont la différence correspond à des fréquences de l'ordre de 23 000 MHz (fig. 4). Ces

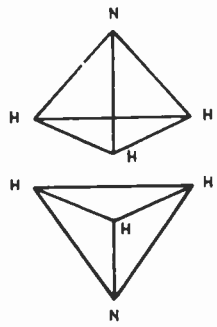


FIG. 4. — Les deux sortes de molécules d'ammoniac.

deux structures, ayant des moments dipolaires électriques différents, subissent des forces différentes dans un champ électrique à symétrie quadripolaire. Ainsi un jet de molécules traversant un tel champ est dédoublé en deux trajectoires distinctes et il est possible de ne recueillir dans une cavité hyperfréquence que celles ayant le niveau supérieur d'énergie : l'inversion réalisée est totale et si le nombre de molécules incidentes est suffisant pour compenser les pertes de la cavité, le système auto-oscille à une fréquence remarquablement définie : c'est l'horloge à ammoniac.

Malgré ces deux remarquables expériences, le développement des masers est dû au dispositif imaginé par BLOEMBERGEN [4] et permettant de réaliser une inversion permanente entre deux niveaux, grâce à l'emploi d'un « pompage » faisant intervenir un troisième niveau.

5. Le maser à trois niveaux

Supposons un système possédant au moins trois niveaux tels que ceux de la figure 5.

Nous désirons réaliser une inversion entre les deux niveaux 1 et 2 correspondant à la différence d'énergie ε. Nous allons pour cela irradier le système avec une onde extérieure correspondant à la différence d'énergie $E(E > \varepsilon)$ et de densité ρ. Ecrivons les équations d'évolution des populations, en appelant $w_{j\leftarrow i}$ la probabilité de retour d'une particule du niveau i vers le niveau j sous l'influence de la relaxation et B la probabilité de transition de pompage entre les niveaux 2 et 3.

$$\frac{dn_2}{dt} = B\rho(n_3 - n_2) + w_{2\leftarrow 1}n_1 - w_{1\leftarrow 2}n_2 + w_{2\leftarrow 3}n_3 - w_{3\leftarrow 2}n_2$$

$$\frac{dn_3}{dt} = -B\rho(n_3 - n_2) + w_{3\leftarrow 1}n_1 - w_{1\leftarrow 3}n_3 + w_{3\leftarrow 2}n_2 - w_{2\leftarrow 3}n_3.$$

Si l'onde incidente E est suffisante pour saturer la transition, cela signifie que le rôle de la relaxation de 2→3 et de 3→2 est faible devant celui de ρ. On peut donc négliger les deux derniers termes de chaque équation.

D'autre part, à l'équilibre thermique entre (1) et (2), on avait évidemment, en posant $1/\beta = kT$:

$$w_{1\leftarrow 2}n_2 = w_{2\leftarrow 1}n_1$$

soit :

$$w_{1\leftarrow 2}e^{-\beta E_2} = w_{2\leftarrow 1}e^{-\beta E_1}.$$

Pour simplifier l'écriture nous poserons :

$$\widehat{w}_{12} = w_{1\leftarrow 2}e^{-\frac{\beta}{2}(E_2 - E_1)} = w_{2\leftarrow 1}e^{-\frac{\beta}{2}(E_1 - E_2)}.$$

En présence de pompage, l'équilibre est modifié et la répartition sur chaque niveau peut s'écrire :

$$n_i = \frac{n}{3}e^{-\beta E_i}(1 + x_i) \qquad (13)$$

où x_i représente l'écart à l'équilibre.

Les équations (11) et (12) donnent alors, au premier ordre :

$$\frac{dn_2}{dt} = B\rho[(x_3 - x_2) - \beta(E_3 - E_2)] + \widehat{w}_{12}(x_2 - x_1)$$

$$\frac{dn_3}{dt} = -B\rho[(x_3 - x_2) - \beta(E_3 - E_2)] + \widehat{w}_{13}(x_3 - x_1).$$

Les dérivées sont nulles lorsque l'équilibre dynamique

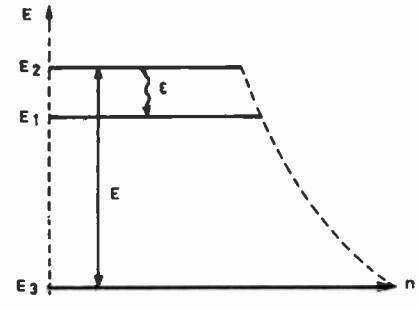


FIG. 5. — Principe du maser à trois niveaux.

est atteint, ce qui conduit, en résolvant le système précédent, à :

$$x_2 - x_1 = \beta E \frac{\widehat{w_{13}}}{\widehat{w_{12}} + w_{13}},$$

soit pour les populations, en utilisant (13) à :

$$n_2 - n_1 = \frac{n}{3}\frac{1}{kT}\left[\frac{\widehat{w_{13}}}{\widehat{w_{12}} + \widehat{w_{13}}} \cdot E - \varepsilon\right]. \qquad (14)$$

Ainsi, pour qu'il y ait inversion, il faut que la quantité entre crochets soit positive. Remarquons que la densité de l'onde de pompage ρ n'intervient pas (mais il faut que la condition de saturation soit réalisée) et que nous n'avons pas tenu compte de l'émission stimulée à l'énergie ε qui est le but de l'opération et qui joue en sens inverse du pompage : l'amplification ne pourra se faire qu'à très faible niveau. En général dès que le niveau à l'entrée du maser dépasse 10^{-7} W, celui-ci cesse de fonctionner, comme un amplificateur qui se sature.

Si l'on suppose $\widehat{w_{12}} \simeq \widehat{w_{13}}$, la condition (14) devient simplement $E > 2\varepsilon$.
La longueur d'onde de pompage doit être inférieure à la moitié de celle de l'onde à amplifier.

La puissance disponible est alors :

$$P_{21} = (n_2 - n_1) \cdot h\nu_{21} B_{21} \rho_{21}. \qquad (15)$$

5.1. Probabilités de transition

Le calcul précédent fait apparaître les deux probabilités B entre les niveaux de pompe, et B_{21} entre les niveaux de signal. Il est nécessaire que ces deux quantités soient suffisantes et le choix d'un point de fonctionnement maser ne comporte pas seulement la mesure de niveaux convenablement espacés, mais le calcul de ces probabilités à l'aide de la formule (10). On utilise pratiquement des ions paramagnétiques dans un monocristal diamagnétique, soumis à un champ magnétique H_0 extérieur assez élevé : c'est la *résonance paramagnétique électronique* (R.P.E.). Dans ces conditions, les niveaux dépendent du champ H_0 et de l'orientation du cristal dans H_0 (fig. 6). On peut caractériser chaque niveau par un nombre quantique magnétique m et seules les transitions telles que $\Delta m = \pm 1$ et $\Delta m = \pm 2$ sont possibles, bien que ces dernières aient de très faibles probabilités dans certaines directions.

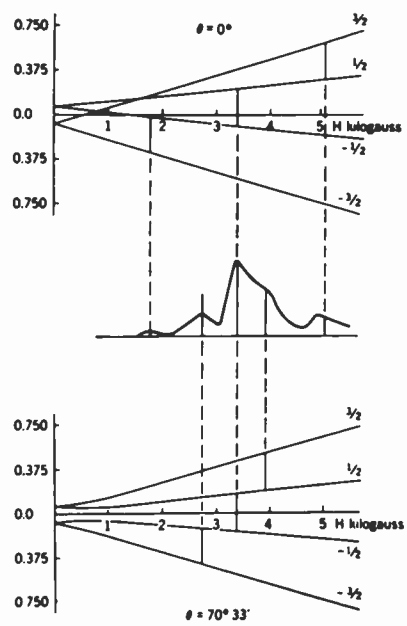


Fig. 6. — Niveau d'énergie de l'ion Cr^{3+} dans une matrice de Al_2O_3 (rubis) pour deux orientations θ différentes. Au centre, aspect du spectre, dans les deux cas, pour la même fréquence de transition.

5.2. Largeur de niveaux

Nous avons, jusqu'à présent, raisonné sur des niveaux d'énergie infiniment étroits. En fait, plusieurs causes leur donnent une largeur finie qui confère à la raie de résonance une largeur spectrale finie. Ce sont :

a) Les interactions des particules entre elles ou avec leurs proches voisins. Cet effet est extrêmement faible dans les jets atomiques ou moléculaires (NH_3) mais peut être important dans la matière condensée. Ainsi en R.P.E. les ions paramagnétiques et les noyaux voisins créent un champ local aléatoire qui se superpose au champ appliqué H_0 étalant la valeur de la résonance dans toute une plage. Cet effet n'est pas très gênant pour l'effet maser tant qu'il est dû à une interaction des ions paramagnétiques entre eux, de proche en proche, car le système reste bien défini thermodynamiquement. Même si l'onde incidente, forcément très monochromatique, a une fréquence bien définie ne correspondant qu'à une transition possible à l'intérieur de la raie, il y a transmission de proche en proche de la saturation par le couplage lui-même et tout le système d'ions garde la même température. On dit que la raie est *homogène*. On ajuste sa valeur en diluant plus ou moins (de l'ordre de 0,1 % à 1 %) les ions paramagnétiques dans des ions isomorphes diamagnétiques.

b) L'effet d'un temps de relaxation trop court est de limiter la durée de vie de chaque état et celui-ci se trouve élargi par le principe d'incertitude. Certaines résonances sont inobservables à la température ordinaire à cause de cet effet et il faut allonger T_1 en refroidissant.

c) Les irrégularités de structure (torsion du réseau, paquets irréguliers d'ions) fragmentent le système S_1 en une série de systèmes juxtaposés résonnant au voisinage les uns des autres et élargissent également la raie. Mais il n'y a plus contact thermique entre ces sous-systèmes, on dit que l'élargissement est *inhomogène*. Lorsqu'on applique l'onde incidente, on ne fait résonner que quelques sites ou quelques paquets ; tous les autres sont inefficaces. Le nombre n de la formule (14) tombe alors à une valeur très faible et il ne peut plus y avoir d'effet utilisable.

La perfection du cristal joue donc un rôle essentiel dans les masers.

6. Schéma radioélectrique d'un maser à trois niveaux

6.1. La surtension magnétique

Le cristal paramagnétique est placé dans une cavité résonnante accordée sur la fréquence à amplifier. Pour éviter des pertes, cette cavité n'a, à cette fréquence, qu'un seul couplage avec l'extérieur et travaille donc à la *réflexion*. Elle se trouve plongée dans un cryostat lui-même placé entre les pièces polaires d'un aimant. Un dispositif auxiliaire amène l'onde de pompage à la fréquence de laquelle il est souvent commode d'accorder également la cavité.

La figure 7 ne représente que le circuit signal qui comporte un circulateur chargé de séparer l'onde incidente et l'onde de retour amplifiée.

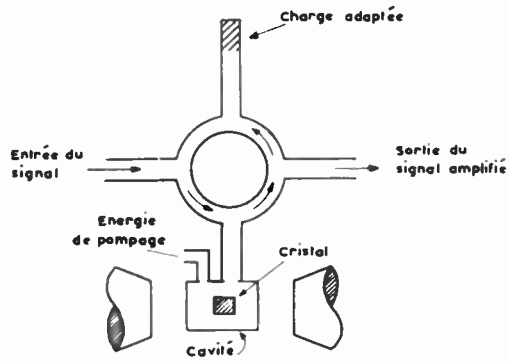


FIG. 7. — Principe du circuit signal d'un maser.

Le maser *fournit* une puissance par cycle égale à P_{21}/ν_{21} (15) proportionnelle à ρ donc au carré du champ hyperfréquence H_1 régnant dans la cavité. Cette dépendance est, au signe près, analogue à celle traduisant les pertes de la cavité et l'on peut représenter l'effet maser par une surtension magnétique Q_m définie par la relation classique :

$$Q_m = 2\pi \frac{\frac{1}{2}\int_v H_1^2 \mathrm{d}v}{-\frac{P_{12}}{\nu_{12}}}. \qquad (16)$$

Cette quantité, *négative*, traduit en langage radioélectrique le phénomène physique. Il est évident que l'on doit chercher à obtenir des Q_m aussi *petits* que possible.

6.2. Le gain et la bande passante

Le gain est donné par le facteur de réflexion et vaut, en puissance, si P_i est la puissance incidente :

$$G = \frac{P_r}{P_i} = \left(\frac{1 - \frac{Z}{Z_0}}{1 + \frac{Z}{Z_0}} \right)^2$$

où Z est l'impédance de la cavité et Z_0 celle du guide.

Si l'on note Q_0 la partie de la surtension de la cavité provenant uniquement de ses pertes internes et Q_c celles provenant uniquement des pertes à travers le couplage, les pertes algébriques dans la cavité sont données par $\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m}$ et on a, à la résonance :

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{\frac{1}{Q_c}}{\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m}} \simeq \frac{Q_m}{Q_c}$$

en remarquant que pour un appareil convenable, on a toujours :

$$Q_0 \gg |Q_m|. \qquad (17)$$

On en tire :

$$G = \left(\frac{Q_c + |Q_m|}{Q_c - |Q_m|} \right)^2 \qquad (18)$$

On voit, sous cette forme, que le gain peut être ajusté à une valeur quelconque par le jeu de Q_c : il est indispensable de prévoir un couplage réglable à cet effet comme, par exemple, celui de la figure 8. Mais rappelons que cette formule suppose l'inégalité (17) qui signifie que le maser fournit une énergie très supérieure à celle dissipée dans la cavité.

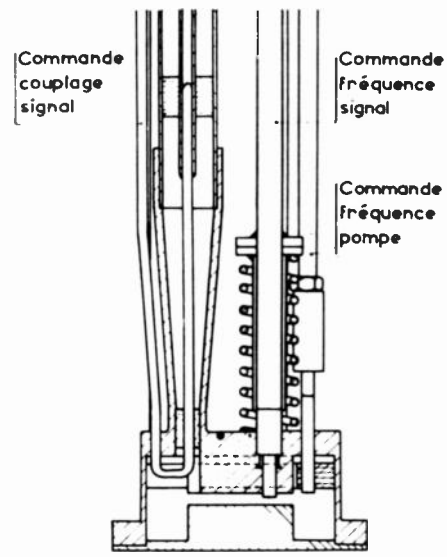


FIG. 8. — Schéma de la cavité d'un maser fonctionnant à 10 cm avec pompage à 2 cm (thèse Galand, Grenoble).

La bande passante est celle d'un circuit de surtension égale à la surtension totale Q_T de la cavité :

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_c}$$

D'où

$$\frac{\Delta\nu}{\nu} = \frac{1}{Q_T} \simeq \frac{1}{Q_c} - \frac{1}{|Q_m|} = \frac{|Q_m| - Q_c}{Q_c |Q_m|}$$

ce qui, joint à l'équation (18), donne :

$$\Delta\nu \left[\sqrt{G} - 1 \right] = \frac{2\nu}{|Q_m|} . \qquad (19)$$

On voit que, pour un maser donné, si le gain est raisonnable, le produit $\Delta\nu \cdot \sqrt{G}$ est une constante. Cette constante est d'autant meilleure que la fréquence de travail est élevée (d'où la difficulté de faire des masers au-dessous de 1 400 MHz par exemple) et que le Q_m obtenu est faible. Cette quantité Q_m caractérise bien les performances de l'appareil. A titre d'exemple, précisons que l'on a réalisé à 3 cm des Q_m de l'ordre de 100, ce qui conduit à des bandes de 20 MHz pour un gain de 20 dB. Sous cette forme, le maser est donc nécessairement un dispositif à bande relativement étroite.

7. Le facteur de bruit

7.1. Fluctuations thermiques

Les sources de bruit sont liées aux pertes. Celles-ci proviennent de la cavité (Q_0) plongée dans un bain à la température T_0 et des électrons magnétiques (Q_m négatif) à la température T_m (négative) du système S_1. L'amplificateur aura donc une température intermédiaire donnée par :

$$T_r = \frac{\dfrac{T_0}{Q_0} + \dfrac{T_m}{Q_m}}{\dfrac{1}{Q_0} + \dfrac{1}{|Q_m|}}$$

soit d'après l'inégalité 17 :

$$T_r = T_0 \frac{|Q_m|}{Q_0} + |T_m| \qquad (20)$$

La quantité $|T_m|$ résulte de l'application de la loi de Boltzmann aux deux niveaux 1 et 2 :

$$\frac{n_2}{n_1} = e^{+\frac{\varepsilon}{k|T_m|}} \text{ ou } n_2 - n_1 \simeq n_1 \frac{\varepsilon}{k|T_m|}$$

soit d'après l'équation (14) :

$$\frac{|T_m|}{T_0} = \frac{\varepsilon(\hat{w}_{21} + \hat{w}_{31})}{(E-\varepsilon)\hat{w}_{31} - \varepsilon\hat{w}_{21}} \simeq \frac{2\varepsilon}{E} \qquad (21)$$

On remarque qu'ainsi $|T_m|$ est plus petit que T_0 et, finalement, l'équation (20) montre que T_r est aussi inférieur à T_0.

7.2. Emission spontanée

Nous avons déjà signalé l'incohérence de ce mécanisme qui introduit ainsi une source de fluctuations. On peut aisément déterminer une température équivalente, c'est celle qui donne à l'énergie d'un mode ν de vibration du corps noir E la même valeur que celle du photon stimulé : $h\nu$.

Or :

$$\bar{E} = \frac{h\nu}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1}$$

D'où :

$$e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1 = 1 \quad \text{et} \quad T = \frac{h\nu}{kL2} \qquad (22)$$

Cet effet croît proportionnellement à la fréquence :

Pour une longueur d'onde de :

$\lambda = 1$ cm $\quad T = 1{,}5$ °K, négligeable.

Pour une longueur d'onde de :

$\lambda = 0{,}8\ \mu$ $\quad T = 18\,000$ °K, valeur énorme qui rend aléatoire l'intérêt des amplificateurs masers dans ce domaine.

Au total donc, dans le domaine hyperfréquence, la température de bruit du maser *seul* est sensiblement inférieure à celle du bain dans lequel est plongé le cristal paramagnétique. Son facteur de bruit, donné par la formule classique :

$$F = 1 + \frac{T_r}{290} \qquad (23)$$

est voisin de 0 dans l'échelle des décibels.

Mais il faut ajouter les bruits causés par les pertes dans les guides d'alimentation et surtout dans le circulateur. Aussi arrive-t-on très difficilement à une température de bruit globale de 20 °K pour un maser fonctionnant dans l'hélium liquide (4,2 °K).

8. Amélioration des masers centimétriques à trois niveaux

8.1. Basses températures

Un abaissement de température améliore les performances des masers sur plusieurs points.

L'effet fondamental résulte de la formule (14) qui montre que l'inversion de populations est proportionnelle à $1/T$, toutes choses égales d'ailleurs. Il s'ensuit, par le jeu des formules (16) et (19), que le produit $\Delta\nu\sqrt{G}$ l'est également.

Un deuxième effet très important concerne la température de bruit du maser amplificateur qui est de l'ordre de la température du cristal paramagnétique comme le montrent les formules (20) et (21).

Enfin l'augmentation des temps de relaxation à basse température permet une saturation plus facile des niveaux et conduit à des puissances de pompage faibles ou très faibles (quelques milliwatts dans l'hélium liquide).

Malheureusement, l'usage de très basses températures n'est pas encore opérationnel dans l'industrie. Aussi quelques essais ont-ils été faits pour travailler dans l'azote liquide (maser 3 cm du R.R.E. [5]), mais il est certain que les masers intéressants sont ceux qui travaillent vers 1,5 °K sous pression réduite d'hélium.

8.2. Pompages multiples

Une disposition judicieuse d'un quatrième niveau d'énergie, disponible en particulier quand l'ion utilisé est le chrome, permet d'employer à la fois la même onde de pompage pour augmenter la population du niveau supérieur n_2 et diminuer celle du niveau inférieur n_1 (Kikuchi [2]). La figure 9 présente quatre

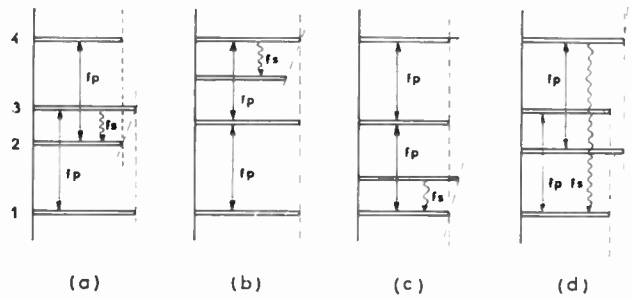


Fig. 9. — Exemples de pompages multiples.

schémas possibles dont l'un permet même un pompage à fréquence inférieure à celle du signal. Bien entendu, ces schémas supposent que les probabilités des transitions représentées par des flèches soient importantes. Ils ne peuvent être réalisés que pour certaines fréquences et pour une ou deux orientations très précises du cristal.

8.3. Usage de la cross-relaxation

Lorsqu'on connecte deux niveaux par une onde électromagnétique de fréquence convenable, on modifie la température du système de spins relatif à ces deux niveaux, sans modifier les populations d'autres niveaux qui sont ainsi à l'écart du système S_1. Cependant le couplage entre tous les spins par leur champ local peut être suffisant, s'ils sont assez proches, pour établir un contact thermique qui généralise à tous les niveaux la température de S_1. En d'autres termes, lorsque l'onde incidente chauffe le système S_1 (niveaux 3 et 2) en orientant des spins de la position 3 à la position 2 (fig. 10) ceux-ci ont tendance à

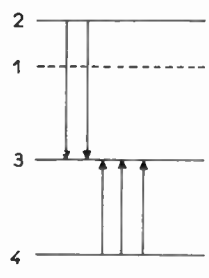


Fig. 10. — Principe de la cross-relaxation.

revenir en 2 en cédant de l'énergie à des spins de niveau 4 qui montent en 3 : cette cession est évidemment sélective et l'écart 4-3 doit être dans un rapport simple avec l'écart 3-2. Si ce rapport est par exemple 3/2, cela signifie que trois spins du premier écart sont pompés par le retour à l'équilibre de deux spins du deuxième écart, mais ce rapport peut fluctuer autour de cette valeur dans une assez large limite, la conservation de l'énergie étant assurée par une réorientation relative des spins entre eux.

Il s'ensuit que si l'on sature une transition (température infinie) on sature, par là même, toutes les transitions soumises à la cross-relaxation, même si les règles de sélection interdisent des interactions directes des spins avec le rayonnement. La figure 11

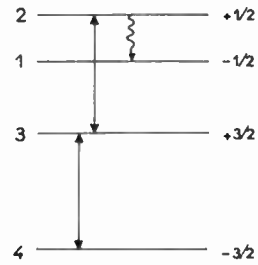


Fig. 11. — Schéma pratique utilisant la cross-relaxation (thèse Descamps, Grenoble).

montre une disposition de niveaux où cet effet est favorable et permet un pompage en cascade (Grenoble [6]). Dans beaucoup d'autres cas, l'effet est défavorable.

Cette cross-relaxation est indépendante de la température et ne dépend que de la concentration en spins (champ local), qui permet de l'ajuster à la valeur convenable.

8.4. Utilisation de structures hyperfréquences améliorées

On peut augmenter la bande passante des masers en conservant leur gain par le jeu de cavités multiples couplées à la cavité principale (Broussaud et Malnar [7]). On est ainsi progressivement amené à envisager une structure répartie régulièrement. Cette solution a donné lieu à d'intéressantes réalisations dont nous allons résumer le principe dans le prochain paragraphe.

9. Le maser à onde progressive

Il est essentiellement constitué d'une ligne dans laquelle l'onde se propage à l'intérieur du cristal paramagnétique. Il est nécessaire de prendre deux précautions :

a) *Eviter le rayonnement stimulé vers l'arrière*

Cela constituerait une perte de la moitié de l'énergie gagnée. On empêche cet effet en disposant dans la structure progressive un élément de ferrite imposant

un effet unidirectionnel sous l'effet du champ H_0 exigé pour la résonance.

b) *Ralentir la vitesse de l'onde*

Dans une structure à onde progressive la puissance croît exponentiellement et si l'on pose : $P(x) = P_0\, e^{2\alpha x}$, l'accroissement par unité de longueur peut s'écrire :

$$\frac{dP}{dx} = 2\alpha P \qquad (23)$$

Cet accroissement est une fraction définie de l'énergie W stockée par unité de longueur, liée à celle-ci par le Q_m.

$$|Q_m| = \frac{W dx}{dP}$$

Or entre l'énergie stockée W et la puissance transmise, il y a la relation évidente :

$$P = W \cdot v_g \qquad (24)$$

où v_g est la *vitesse de groupe* de l'onde.

On tire des équations (23) et (24) :

$$\alpha = \frac{\omega}{2|Q_m| v_g}$$

D'où le gain en décibels, pour une ligne de longueur L :

$$G_{dB} = 10(\log_{10} e) \cdot \frac{L}{|Q_m| v_g} = 27 \frac{SN}{|Q_m|} \qquad (25)$$

Dans ce te dernière formule on a posé $N = \dfrac{L}{\lambda_0}$ et $S = \dfrac{c}{v_g}$, t facteur de ralentissement (c étant la vitesse de la lumière).

On voit que le gain est encore inversement proportionnel à $|Q_m|$, ce qui est normal, et qu'il croît avec S ce qui exige de ralentir au maximum l'onde pour augmenter l'énergie stockée dans le cristal et par suite l'interaction avec les ions. On parvient à ce résultat en utilisant comme ligne un guide muni d'une structure interne périodique telle que celle de la figure 12 appelée ligne en peigne. La longueur de ligne, traduite par N, est limitée par les dimensions de l'aimant et peut être augmentée en repliant la ligne sur elle-même.

La largeur de bande n'apparaît plus dans l'expression du gain et l'on peut montrer qu'elle est directement liée à la largeur spectrale du phénomène de résonance. Cette largeur fonction, comme nous l'avons vu, des interactions entre les ions, peut être augmentée dans une certaine mesure par accroissement de la concentration.

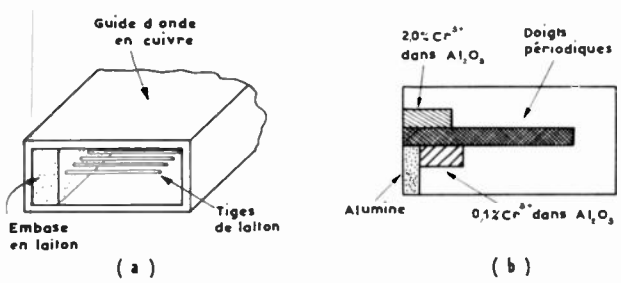


FIG. 12. — *a)* Structure en dents de peigne.

b) Section de la ligne montrant les dispositions relatives des divers constituants. Le rubis à 2 % joue le rôle d'élément unidirectionnel.

10. Les performances obtenues dans les ondes décimétriques et centimétriques

A titre d'exemple, on trouvera ci-dessous quelques caractéristiques de masers opérationnels, tous réalisés à l'aide d'ions chrome dans une matrice d'alumine (rubis).

a) *Masers à cavité* :

1) *Maser à 1 420 MHz de* HARVARD [8] (observation de la raie d'émission de l'hydrogène à 21 cm dans les galaxies lointaines) $\Delta\nu = 2$ MHz, $G = 20$ dB en fonctionnement dans l'hélium liquide.

Température de bruit du maser seul : 9 °K, des guides : 20 °K, du circulateur : 25 °K, de l'ensemble avec l'antenne : 85 °K.

2) *Maser à 9 500 MHz de Columbia* (N.R.L. [9]) (fig. 13).

$\Delta\nu = 5{,}5$ MHz, $G = 20$ dB dans l'hélium.

Bruit total avec l'antenne : 85 °K. Stabilité sur 5 s : 0,04 °K.

b) *Masers à onde progressive 2 300 MHz : de l'Airborne Instruments Laboratory* [10].

$\Delta\nu = 22$ MHz, $G = 30$ dB. Température de bruit du maser seul : 12 °K.

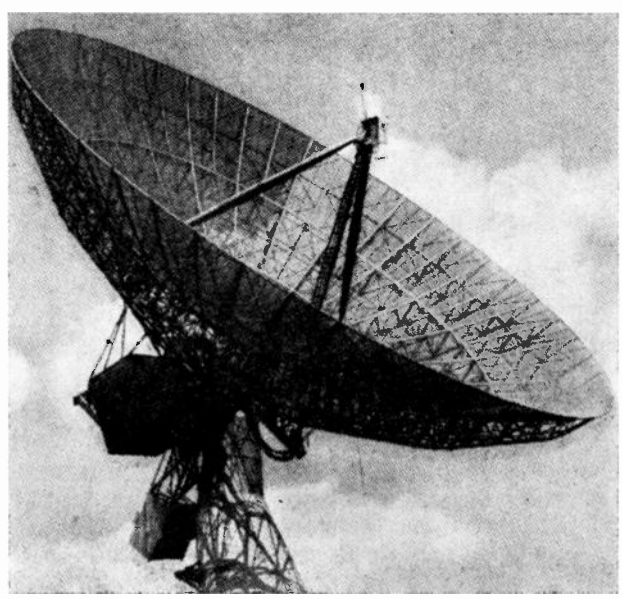


FIG. 13. — *a)* Vue d'ensemble du radiotélescope de l'Université de Columbia.

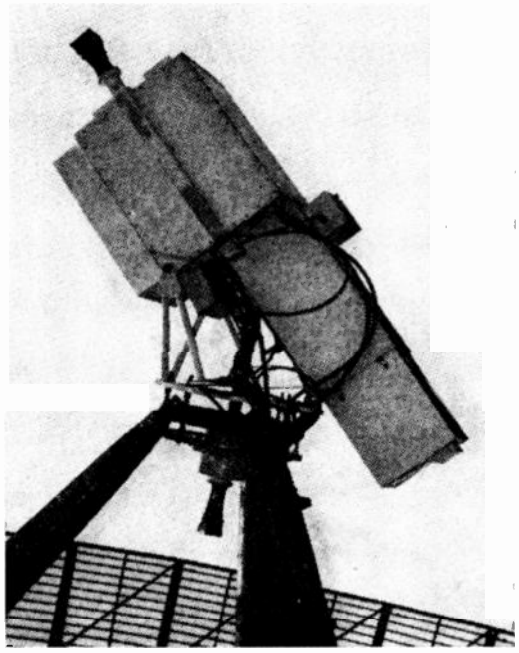


FIG. 13. — *b)* Détail du préamplificateur à maser situé au foyer de la parabole.

Un tel dispositif fonctionne avec $|Q_m| \simeq 50$ et $S = 3$.

Il est intéressant de comparer ces résultats avec ceux que l'on peut obtenir beaucoup plus simplement (en particulier sans cryogénie) avec des amplificateurs paramétriques utilisant comme éléments non linéaires des diodes (varactors). La limite de température de bruit de tels appareils se situe vers 80 °K, pour un gain du même ordre de grandeur, mais une bande passante beaucoup plus grande, de l'ordre de 100 MHz. Dans ces conditions, l'usage du maser ne s'impose que dans le cas très particulier où l'on désire observer des sources très froides. Cependant, on peut espérer maintenir les performances des masers dans le domaine millimétrique tandis que celles des amplificateurs paramétriques chutent très rapidement en-dessous de 1 cm.

11. Masers millimétriques

Comme nous venons de le voir les masers restent imbattables dans le domaine millimétrique. Pour les réaliser il est cependant nécessaire de vaincre deux obstacles : le champ magnétique appliqué et la fréquence de pompage.

11.1. Champ magnétique appliqué

Le champ magnétique appliqué H_0 est proportionnel pour un ion libre à la fréquence de résonance. Il vaut 3 000 Oe à $\lambda = 3$ cm et serait égal à 90 000 Oe pour $\lambda = 1$ mm. Bien que de telles valeurs ne soient plus réellement un obstacle à l'époque de la supraconductivité, la réalisation de champs suffisamment *homogènes* pose encore pour ces valeurs des problèmes délicats.

Heureusement, il existe une solution plus simple. Dans la plupart des cas, en effet, l'ion paramagnétique dans le cristal n'est pas du tout identique à l'ion libre et subit, du fait de son moment orbital, un couplage avec le réseau cristallin qui s'ajoute au champ H_0 (c'est évidemment une image grossière) pour créer le couple de rappel nécessaire à la résonance ; les niveaux sont déjà plus ou moins fortement écartés en champ nul : c'est le « splitting » initial.

On peut donc choisir un ion dont le splitting initial soit voisin de la fréquence millimétrique choisie, le champ H_0 permettant d'ajuster simplement les niveaux à la valeur exacte nécessaire. De nombreux cristaux ont été proposés à cet usage, tels que les magnésies ou thorines dopées d'ions terres rares (11), mais le plus connu est celui de rutile (TiO_2) dopé avec Fe^{+++} : il y a alors trois niveaux en champ nul distants de 43,3 GHz et 81,3 GHz. Plusieurs masers fonctionnant à 8 mm ont été réalisés ainsi (12) (13) et un projet 4 mm est en cours de réalisation à Grenoble.

La structure cristalline de TiO_2, de symétrie D_{2h}, donne lieu à deux sites équivalents par maille dans des plans orthogonaux passant par l'axe optique. En plaçant ces deux sites symétriquement, par rapport au champ appliqué H_0 ($\varphi = 45°$), on superpose leurs spectres et on utilise deux fois plus de centres paramagnétiques. L'angle θ de H_0 avec l'axe dans ce plan bissecteur permet d'ajuster les niveaux et l'on trouve deux plages de fonctionnement push-pull :

la première pour $68° < \theta < 90°$ et un champ de 7 000 à 4 750 Oe.

la deuxième pour $6{,}5° < \theta < 13{,}5°$ et un champ de 10 200 à 11 100 Oe.

La figure 14 représente les niveaux dans la première orientation qui permet d'utiliser un champ plus faible et un angle de 90° au voisinage duquel les niveaux passent par des extrema et sont donc peu sensibles à l'angle.

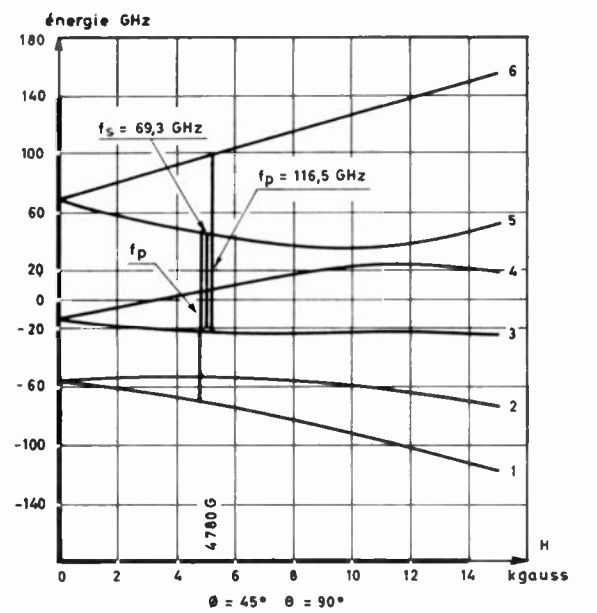


FIG. 14. — Niveaux de l'ion fer dans le rutile montrant un diagramme d'utilisation possible en maser 4 mm.

Il n'en est pas de même malheureusement pour l'angle φ sur lequel un degré d'erreur écarte les raies des deux sites d'environ 120 Oe, soit six fois la largeur de raie. Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif mécanique d'orientation extrêmement précis (à quelques minutes près).

Les temps de relaxation sont de l'ordre de 1 à 5 ms pour 4 mm, si bien que la saturation dans l'hélium est atteinte pour quelques milliwatts.

Le rutile possède une constante diélectrique très élevée et très anisotrope, de plus, fonction de la température :

Température	$\varepsilon_\perp$	$\varepsilon_{//}$
300 °K	87	167
78 °K	123	235
4,2 °K	130	256

Heureusement, comme on le voit, la variation de ε avec T diminue à basse température.

La réflexion d'une onde au passage dans un diélectrique de ε aussi élevé est telle que le cristal, sans revêtement, sert directement de cavité résonnante, mais s'il a quelques millimètres de côté, le mode de résonance est déjà élevé. Un échantillon de 100 mm³ présente un écart, mesuré, de 1,4 MHz entre modes, si bien que l'on ne peut dépasser 10 mm³. Les pertes diélectriques sont très faibles ($\operatorname{tg} \delta \simeq 10^{-5}$) et la surtension moyenne est de l'ordre de 100 000.

Le couplage peut être modifié par le déplacement d'un court-circuit derrière le cristal, ce qui permet d'ajuster le gain du maser.

Dans sa version finale, la sonde se compose de 2 guides RG 99/U en argent accolés et d'épaisseur réduite. Les guides débouchent sur une petite longueur de guide de section 4 × 3 mm destiné à recevoir un cristal de 0,5 mm d'épaisseur et où coulisse un piston de court-circuit arrière commandé de l'extérieur par un tube d'inox entourant les guides et assurant l'étanchéité vis-à-vis de l'hélium liquide.

11.2. Fréquence de pompage

La fréquence de pompage reste presque toujours, malgré les artifices possibles [15], supérieure ou égale au moins à la fréquence de signal et doit être délivrée avec une puissance suffisante. Le fait qu'il existe des carcinotrons émettant jusqu'à 0,5 mm laisse une marge encore importante, mais il a paru intéressant d'essayer de franchir une étape en utilisant un pompage avec des sources optiques. Le schéma de la figure 15 peut être proposé, par exemple, mais il convient de remarquer l'extrême sélectivité lumineuse nécessaire pour ne pomper qu'un seul des sous-niveaux hyperfréquences. Cette *sélectivité* est incompatible avec les caractéristiques usuelles des sources de *puissance* suffisante. Deux solutions ont été proposées :

— Utilisation d'une source laser

— Utilisation d'une source polarisée et de règle de sélection convenable, grâce à un choix de schéma judicieux. L'utilisation de centres colorés (électrons) dans des cristaux d'halogénures alcalins est actuellement en cours d'étude [14].

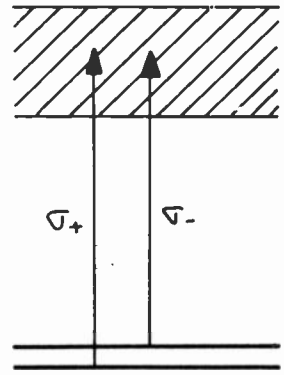


Fig. 15. — Principe d'un pompage optique.

Ces centres présentent, en effet, une bande d'absorption très intense et sont faciles à préparer par chauffage d'un cristal pur en présence d'un excès de vapeur alcaline.

L'échantillon est directement placé dans un bain d'hélium en dessous du point λ (pour éviter les bulles). On éclaire parallèlement au champ magnétique en lumière monochromatique polarisée circulairement et on détecte la lumière transmise. Le dewar possède des fenêtres en saphir taillé perpendiculairement à l'axe pour ne pas dépolariser et ces fenêtres sont soudées au métal par une soudure au titane (supportant de grandes variations de température). On constate que l'absorption optique à faible énergie est légèrement différente pour les deux sous-niveaux 1 et 2 (on favorise l'un ou l'autre en changeant le sens de rotation de la lumière polarisée). Il est ainsi possible de pomper le niveau 1 plus que le niveau 2 et une inversion de populations, encore trop faible pour un maser, a été obtenue par ce procédé.

D'autres centres paramagnétiques sont en cours d'étude et présentent des caractéristiques prometteuses.

12. Conclusion : les usages actuels des masers

La sensibilité des récepteurs hyperfréquences, comme de tous les récepteurs, est essentiellement liée à leur facteur de bruit. De ce point de vue les masers sont évidemment les meilleurs préamplificateurs actuels, bien que, dans certains domaines, ils soient suivis de près par les amplificateurs paramétriques. Mais il est bien évidemment inutile d'utiliser un récepteur très peu bruyant, si des sources de bruit supérieures viennent s'ajouter à la réception. Or l'absorption atmosphérique lorsque le trajet est important (visée tangentielle à la surface terrestre) introduit une source de bruit très supérieure à celle des masers, et dans ces conditions les radars faiblement inclinés sur l'horizon ne sont justiciables que des systèmes paramétriques.

Par contre, l'atmosphère terrestre observée près du zénith (et à condition que l'antenne n'ait pas de

lobes arrières) introduit très peu de bruit. D'où l'intérêt des masers dans le domaine des dispositifs *actifs* (c'est-à-dire avec émission et réception) :

— pour la détection d'objets volant à très hautes altitudes,

— pour les observations astronomiques et communications spatiales.

Les masers sont également intéressants dans les dispositifs purement *passifs* où le signal reçu est simplement un bruit ; c'est le cas de :

— La radioastronomie qui détecte ainsi des galaxies obscures dont la température est trop basse pour qu'il y ait émission dans le domaine optique,

— La radiométrie, cartographique ou autre, enregistrant la température d'émission de tous obstacles, généralement par comparaison avec une source étalon, grâce à une commutation rapide,

— La mesure de température de gaz tel que l'atmosphère, autour d'un avion supersonique par exemple.

BIBLIOGRAPHIE

Ouvrages généraux

TROUP G. — Masers. Methuen. London 1959.

SINGER J.R. — Masers. John Wiley and Sons, New York, 1959.

SINGER J.R. — Advances in Quantum Electronics. *Columbia University Press.* New York 1961.

BLOEMBERGEN N. et GRIVET P. — Electronique Quantique 1 et 2. Dunod, 1964.

SIEGMAN A.E. — Microwave Sold State Masers. Mac Graw Hill 1964.

VUYLSTEKE A.A. — Elements of Maser Theory, Van Nostrand, 1962.

SKOBELTSYN D.V. — Soviet Maser Research (avec importante bibliographie soviétique). Traduction anglaise : Consultants Bureau N.Y. 1964.

Références

[1] COMBRISSON J., HONIG A. et TOWNES C.H. — *C.R. Acad. Sc.* **242** (1956), 2451.

[2] BIJL D. et CAMPBELL. — *C.R. Arch. Sci.* **13** (1960) 354.

[3] GORDON J.P., ZEIGER H.J. et TOWNES C.H. — *Phys. Rev.* **99** (1955) 1264.

[4] BLOEMBERGEN N. — *Phys. Res.* **104** (1956) 324.

[5] DITCHFIELD C.R. et FORRESTER P.A. — *Phys. Rev. Letters* **1** (1958), 448.

[6] BUISSON R., CHICAULT R., DESCAMPS D., GALLAND J. et SOUTIF M. — *C.R. Acad. Sc.* **252** (1961) 2197.

[7] BROUSSAUD G. et MALNAR L. — *L'Onde Elect.* **40** (1960) 555 et **41** (1961) 184.

[8] JELLEY J.V. et COOPER B.F.C. — *Rev. Sci. Instr.* **32** (1961) 166.

[9] GIORDMAINE J.A., ALSOP L.L., MAYER C.H. et TOWNES C.H. *Proc. IRE* **47** (1959) 1062.

[10] OKWIT S. et SMITH J.G. — *Proc. IRE*, **50** (1962) 1470.

[11] DESCAMPS D. et MERLE D'AUBIGNÉ Y. — *Phys. Let.* **8** (1964) 5.

[12] FONER S. et MOMO L.R. — *J. Appl. Phys.*, **31** (1960) 742.

[13] HUGHES W.E. — *Proc. IRE*, **50** (1962) 1691.;

[14] GAREYTE J. et MERLE D'AUBIGNÉ Y. — *C.R. Acad. Sci.*, **258** (1964) 6393.

[15] ARAMS F. — *IRE Transactions.* MTT. 9 (1961) 68.

PROBLÈME DE MESURE DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MASER AU POINT DE VUE DE SA TEMPÉRATURE DE BRUIT ET DE SA STABILITÉ

PAR

M. J. GRANGEON

Ingénieur au Service d'Etudes Techniques Avancées
Centre de Recherches de Bagneux (Seine)
Compagnie Française Thomson-Houston

1. Introduction

La mesure de la température de bruit d'un maser met en œuvre, dans leurs principes, les méthodes générales de mesure étudiées par M. RUPPLI dans ce même numéro de *l'Onde Electrique*. Cependant, aux très faibles températures de bruit, des difficultés nouvelles apparaissent, liées à la stabilité des caractéristiques du maser.

Pour mesurer la température de bruit hors tout d'un préamplificateur maser, réalisé dans les laboratoires de recherches de la C.F.T.H., nous avons été amenés à mettre au point une méthode de mesure des très faibles températures de bruit et à dégager les limites que nous pourrions attendre dans notre cas. Nous avons été conduits à nous intéresser à la stabilité de gain et de bande passante de notre maser et à étudier les paramètres agissant sur cette stabilité.

Nous concluons cet article par quelques résultats de mesures de température de bruit, échelonnées sur environ quatre mois et qui traduisent la fidélité du maser.

2. Appareillage

Le maser essayé est du type à cavité et utilise le rubis comme matériau paramagnétique. Il a les caractéristiques suivantes :

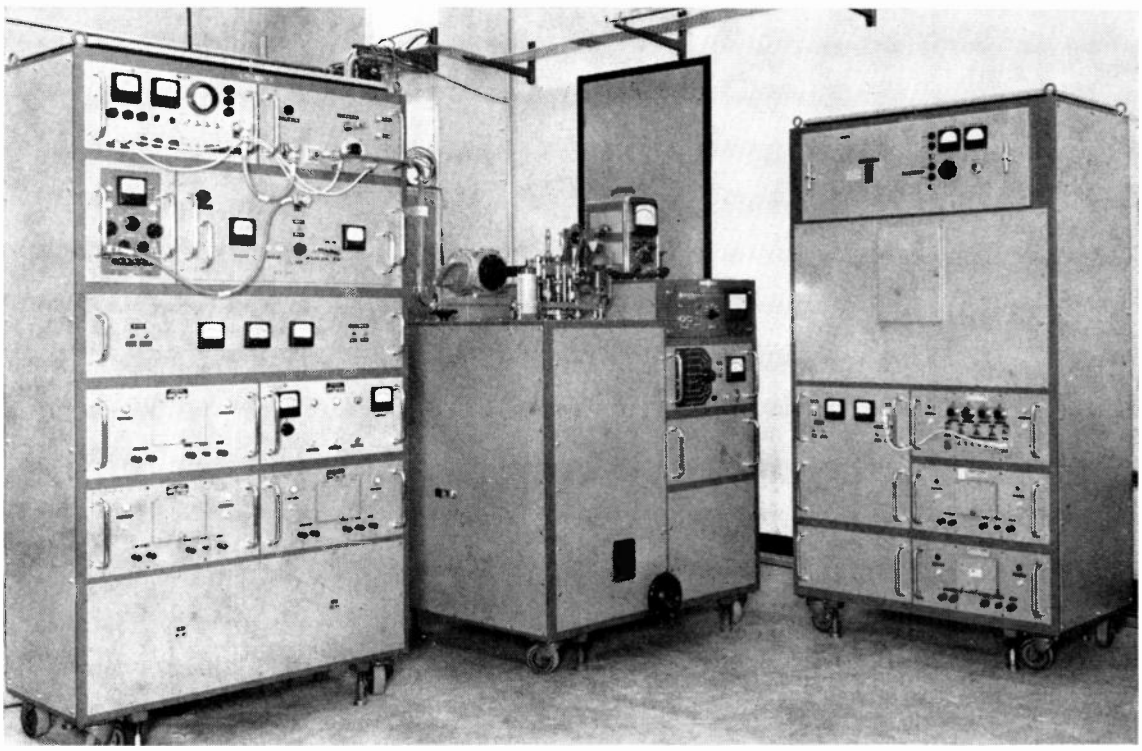


FIG. 1. — Maser encadré de ses baies annexes d'alimentation.

Fréquence signal ..... F_s = 2 950 MHz,
Produit gain × bande, mesuré directement ..... $G \cdot B$ = 18 MHz,
soit.... Bande à 3 dB = 1,4 MHz pour G = 22 dB,
Dynamique ..... 60 dB.

Il nécessite pour son fonctionnement :

un champ magnétique .... H_0 = 0,270 Wb·m^{-2},
un bain d'hélium liquide à . T = 4,2 °K,
une puissance « pompe » ... P_p = 100 mW,
à une fréquence ..... F_p = 13 650 MHz,
angle entre axe optique du rubis et H_0 ..... θ = 87°.

La figure 1 montre l'aspect général du maser encadré de baies annexes d'alimentation.

La figure 2 est un bloc diagramme de la baie maser.

La figure 3 est un schéma de l'appareillage utilisé lors des mesures.

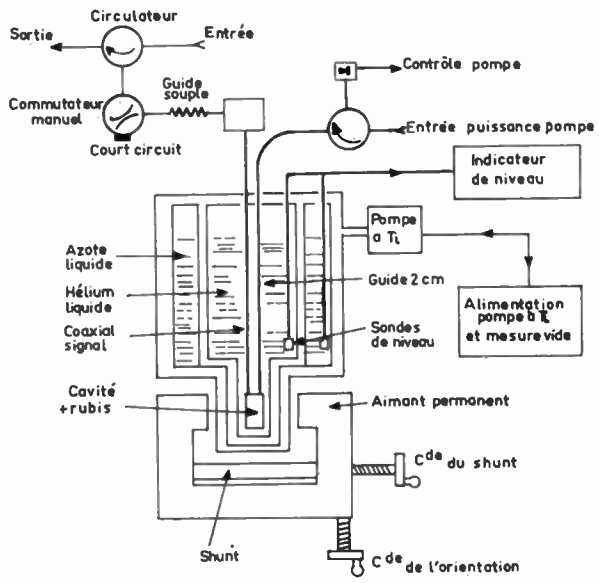


FIG. 2. — Baie maser.

Les figures 4 et 5 sont les caractéristiques relevées de bande et de dynamique.

Ce maser est suivi d'un récepteur superhétérodyne, c'est-à-dire d'un changeur de fréquence, d'une chaîne d'amplification à 36 MHz, d'une détection quadratique et d'un système d'enregistrement numérique des tensions détectées.

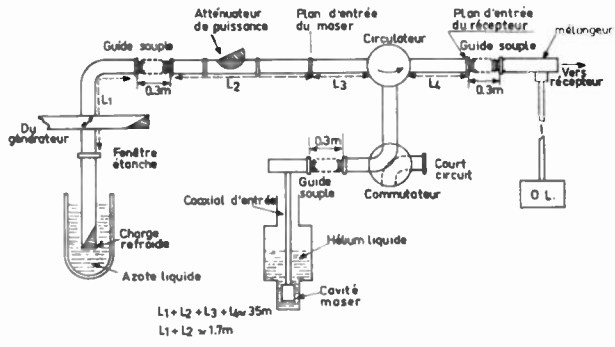


FIG. 3. — Schéma de l'appareillage utilisé.

Le récepteur a une bande passante B_R = 5 MHz et une stabilité hors tout de 10^{-3} sur plusieurs heures.

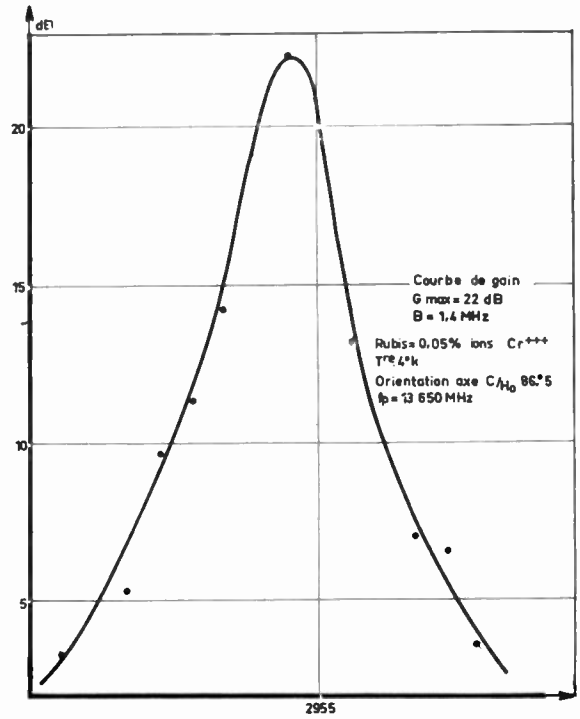


FIG. 4. — Courbe de gain. G_{max} = 22 dB ; B = 1,4 MHz ; rubis = 0,05 % ; ions Cr^{+++} ; température : 4 °K ; orientation axe C/H_0 86°5 ; f_p = 13 650 MHz.

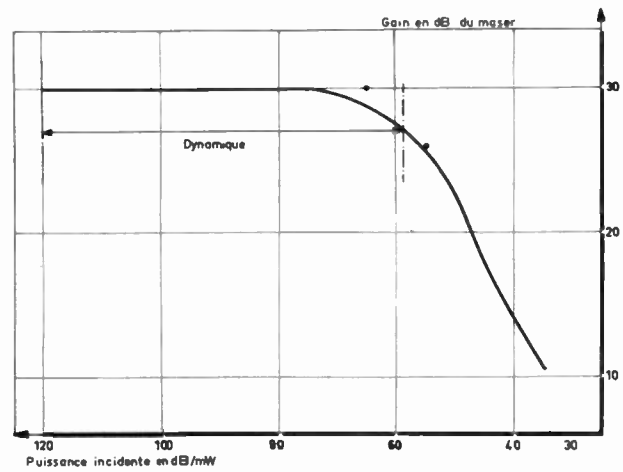


FIG. 5. — Courbe dynamique. Gain en fonction de la puissance incidente.

3. Considérations théoriques

3.1. Température de bruit

3.1.1. *Principe des mesures*

Nous présentons, à l'entrée de l'ensemble maser plus récepteur superhétérodyne, des charges hyperfréquences, adaptées à des températures différentes.

Pour cela nous avons, soit une charge plongée dans l'azote liquide et dont la température équivalente,

compte tenu des pertes dans la fenêtre étanche qui ferme le guide, est :

$$T_c = 80 \pm 1 \text{ °K},$$

soit un atténuateur de 50 dB, à la température ambiante dont la température équivalente est la température du local, c'est-à-dire :

$$T_0 = 295 \pm 2 \text{ °K}.$$

Nous mesurons alors les tensions détectées à la sortie du récepteur après avoir vérifié que la détection est quadratique, c'est-à-dire que ces tensions sont proportionnelles aux puissances incidentes.

Nous obtenons alors :

V_1 : maser en service voyant l'atténuateur, c'est-à-dire T_0,

V_2 : maser en service voyant la charge froide,

V_3 : récepteur voyant la charge froide (maser remplacé par un court-circuit),

V_4 : récepteur voyant l'atténuateur.

Le système d'enregistrement nous permet de calculer l'erreur ΔV sur les tensions détectées :

$$V_i = \overline{V}_i \pm \Delta V_i.$$

De ces quatre mesures, nous pouvons déduire :

T_R : température équivalente du récepteur superhétérodyne,

T_M : température équivalente hors tout du maser seul,

B_M : bande passante efficace du maser.

Il faut bien noter que T_M est la température hors tout du maser, ramenée à la bride d'entrée, c'est-à-dire tenant compte de toutes les pertes dans les éléments complémentaires du maser proprement dit (guides rigides et souples, circulateur, coaxial d'entrée dans le vase Dewar, etc.).

On peut d'ailleurs évaluer T_M de la façon suivante :

$$T_M = \mathcal{T}_M + \mathcal{T}_p,$$

avec $\mathcal{T}_M$, température de bruit par émission spontanée dans la cavité maser :

$$\mathcal{T}_M = T\frac{Q_e}{Q_0} + |T_S|\frac{Q_e}{|Q_m|}$$

avec T : température du bain d'hélium,

Q_e : coefficient de surtension extérieur de la cavité,

Q_0 : coefficient de surtension propre de la cavité,

T_S : température de spin du matériau pour les deux niveaux utilisés par le signal lorsque les populations sont inversées,

Q_m : coefficient de surtension magnétique lorsque les populations des niveaux sont inversées,

$\mathcal{T}_p$: température de bruit due aux pertes dans les éléments mentionnés ci-dessus.

Nous avons relevé par exemple :

$Q_0 = 1\,000$, $T_S = -1$ °K,
$Q_e = 355$, $T = 4$ °K,
$Q_m = -300$, donc $\mathcal{T}_M \simeq 3$ °K.

Par ailleurs les pertes qui entraînent $\mathcal{T}_p$ peuvent être évaluées à 0,34 dB ce qui donne $\mathcal{T}_p = 25 \pm 1$ °K.

Nous trouvons donc $T_M \simeq 28$ °K et nous voyons que $T_M > \mathcal{T}_M$.

3.1.2. *Interprétation*

Comme nous voulons mesurer des températures équivalentes très faibles, nous devons tenir compte des pertes dans les divers éléments de liaison qui font que les températures vues dans les différents cas ne sont pas exactement celles des charges placées en bout de ligne.

Nous négligeons, par ailleurs, l'effet des désadaptations car toutes nos liaisons se font par guides d'onde et les taux d'ondes stationnaires mesurés sur les charges et circulateurs sont supérieurs à 0,98, donc négligeables dans le calcul. Nous emploierons les notations suivantes :

α : facteur de détection en mV/W,

K : constante de Boltzmann,

G_M : gain en puissance du maser,

B_M : bande passante équivalente du maser,

T_M : température de bruit hors tout du maser,

B_R : bande passante équivalente du récepteur,

T_R : température de bruit du récepteur,

T_c', T_c'', T_c''' : températures vues dans les différents cas.

Notons que les bandes passantes utilisées ci-dessus sont des bandes équivalentes qui sont en général plus faibles que les bandes mesurées à 3 dB. Les produits gain × bande calculés ci-dessous sont, en conséquence, plus petits que ceux mesurés.

Calculons les puissances de bruit ramenées à l'entrée du récepteur précédé du maser et d'une charge T_c :

— la puissance de bruit fournie par une charge à température T_c', dans la bande B_M, amplifiée par le maser :

$$KT_c'B_MG_M,$$

— la puissance de bruit fournie par une charge à température T_c'', dans la zone de fréquence entre B_M et B_R :

$$KT_c''(B_R - B_M),$$

— la puissance fournie par une charge à température T_c'' dans la bande image du récepteur :

$$KT_c''B_R,$$

— la puissance fournie par le maser :

$$KT_MB_MG_M,$$

— la puissance fournie par le récepteur lui-même dans les deux bandes :

$$2KT_RB_R.$$

Nous pouvons alors écrire :

$$V_1 = \alpha K[G_M B_M(T_0+T_M)+2B_RT_R+(2B_R-B_M)T_0],$$

$$V_2 = \alpha K[G_M B_M(T'_c+T_M)+2B_RT_R+(2B_R-B_M)T''_c],$$

$$V_3 = \alpha KB_R[2T_R+2T'''_c],$$

$$V_4 = \alpha KB_R[2T_R+2T_0].$$

De ces quatre équations, nous tirons :

$$T_R = \frac{T_0V_3-T'''_cV_4}{V_4-V_3},$$

$$T_M = \frac{T_0V'_2-T'_cV'_1}{V'_1-V'_2},$$

$$B_M = \frac{V'_1-V'_2}{\alpha KG_M(T_0-T'_c)},$$

avec :

$$V'_1 = V_1-[V_R+\alpha K(2B_R-B_M)T_0],$$

$$V'_2 = V_2-[V_R+\alpha K(2B_R-B_M)T''_c],$$

$$V_R = 2\alpha KB_RT_R = \frac{T_0V_3-T'''_cV_4}{T_0-T'''_c}.$$

Nous voyons que, à part le terme correctif $\alpha K(2B_R-B_M)$ qui nécessite la connaissance de α, B_R et B_M mais qui est faible devant V_R et V_1, T_M ne dépend que des températures et des tensions détectées.

3.1.3. *Précision*

Nous écrirons T_M sous une forme légèrement différente :

$$T_M = \frac{T_0[V_2-V_R-\alpha K(2B_R-B_M)T''_c]-T'_c[V_1-V_R-\alpha K(2B_R-B_M)T_0]}{V_1-V_R-\alpha K(2B_R-B_M)T_0-V_2+V_R+\alpha K(2B_R-B_M)T''_c},$$

$$= \frac{T_0V_2-T'_cV_1-V_R(T_0-T'_c)-\alpha K(2B_R-B_M)T_0(T''_c-T'_c)}{V_1-V_2-\alpha K(2B_R-B_M)(T_0-T''_c)},$$

$$\simeq \frac{T_0V_2-T'_cV_1-(T_0V_3-T'''_cV_4)}{V_1-V_2},$$

$$\simeq \frac{T_0(V_2-V_3)-T'_c(V_1-V_4)}{V_1-V_2},$$

en négligeant les termes correctifs :

$$\alpha K(2B_R-B_M)T_0(T''_c-T'_c),$$

et

$$\alpha K(2B_R-B_M)(T_0-T''_c),$$

et en supposant

$$T'_c \simeq T'''_c.$$

Nous calculons alors l'erreur compte tenu des imprécisions sur les températures et les tensions.

$$\frac{\partial T_R}{\partial V_3} = V_4\frac{T_0-T'''_c}{(V_4-V_3)^2},$$

$$\frac{\partial T_R}{\partial V_4} = -V_3\frac{T_0-T'_c}{(V_4-V_3)^2},$$

$$\frac{\partial T_R}{\partial T_0} = \frac{V_3}{V_4-V_3},$$

$$\frac{\partial T_R}{\partial T'''_c} = -\frac{V_4}{V_4-V_3},$$

donc

$$\Delta T_R = \frac{T_0-T'''_c}{(V_4-V_3)^2}(V_4\Delta V_3+V_3\Delta V_4)+\frac{V_3\Delta T_0+V_4\Delta T'''_c}{V_4-V_3},$$

de même :

$$\Delta T_M = \frac{(V_2-V_3)\Delta T_0+(V_1-V_4)\Delta T'_c+T_0\Delta V_3+T'_c\Delta V_4}{V_1-V_2}+\frac{(T_M+T'_c)\Delta V_1+(T_M+T_0)\Delta V_2}{V_1-V_2}.$$

Nous voyons que l'erreur sur T_M dépend :

— de la connaissance de T_0 : il faut mesurer avec précision la température des éléments de guide et surtout de la lame de l'atténuateur,

— de la connaissance de T'_c : il faut savoir évaluer les pertes avec précision ou mieux, les diminuer au maximum par des liaisons courtes,

— de la connaissance de V_1, V_2, V_3 et V_4 : il faut un appareil de mesure sensible et fidèle mais il faut surtout une très bonne stabilité de la chaîne d'amplification, y compris le maser.

3.2. Stabilité du maser

3.2.1. *Principe*

Nous cherchons à obtenir la stabilité du signal de sortie, le signal à l'entrée étant formé par le bruit délivré par une charge à température constante.

La tension de sortie ne dépend pas que du gain de l'ensemble mais aussi de la bande passante donc d'un produit gain par bande passante. Aussi, nous ne parlerons que des stabilités de la tension de sortie $V_d \pm \Delta V_d$ et non de celles du gain.

Nous avons vu que nous pouvons écrire :

$$V_d = \alpha K[G_M B_M(T_c+T_M)+2B_R T_R+(2B_R-B_M)T_c],$$

$$V_d \simeq V + V_R.$$

avec :

$V = \alpha K G_M B_M(T_c+T_M)$ tension due au maser,

$V_R = 2\alpha K B_R T_R$ tension due au récepteur,

$\alpha K(2B_R-B_M)T_c$ terme correctif petit.

Nous supposons le récepteur suffisamment stable pour écrire :

$$\Delta V_d \simeq \Delta V = \alpha K \Delta[G_M B_M(T_c+T_M)].$$

Comme T_M est formé, pour sa plus grande part, par des pertes ohmiques, nous le supposerons constant et nous aurons :

$$\Delta V = \alpha K(T_c+T_M)\Delta(G_M B_M),$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta(G_M B_M)}{(G_M B_M)}.$$

3.2.2. *Influence des paramètres*

Nous nous plaçons, bien entendu, dans les conditions de saturation pour la puissance « pompe », c'est-à-dire que la puissance « pompe » est suffisante pour inverser les populations. De faibles variations de cette puissance sont absolument sans effet, de même que de faibles variations de fréquence « pompe », à condition que ces variations soient nettement inférieures à la bande passante de la cavité pompe.

La température du cristal agit directement sur le coefficient de surtension magnétique :

$$\frac{\Delta Q_m}{Q_m} = \frac{\Delta T}{T},$$

comme $$G_M^{1/2} = -\frac{Q_e+|Q_m|}{Q_e-|Q_m|},$$

et $$G_M^{1/2} B_M = \frac{2F_S}{|Q_m|}.$$

Nous trouvons :

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta G_M^{1/2} B_M}{G_M^{1/2} B_M} + \frac{\Delta G_M^{1/2}}{G_M^{1/2}},$$

$$\frac{\Delta V}{V} = -\frac{1+G_M^{1/2}}{2}\frac{\Delta T}{T}.$$

Le champ magnétique agit de façon encore plus importante sur Q_m par déplacement de la fréquence γ_{S_4} de la raie de résonance paramagnétique signal ; on écrit :

$$\Delta\omega_S = 2\pi(\gamma_{S_4}-F_S),$$

et $$\frac{\Delta Q_m}{Q_m} = (\Delta\omega_S T_2)^2,$$

où T_2 est le temps de relaxation spin-spin.

Si nous calculons V en fonction de $x = \Delta\omega_S T_2$, nous trouvons une courbe de la forme ci-dessous (fig. 6), avec une largeur à mi-hauteur :

$$x_1 = -x_2 \simeq \sqrt{-Q_{m_0}\left(\frac{1}{Q_0}+\frac{1}{Q_e}\right)-1}.$$

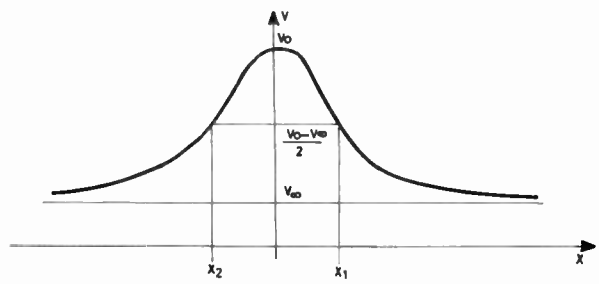


Fig. 6.

L'orientation du cristal agit aussi par l'intermédiaire à la fois de $\Delta\omega_S$ et des probabilités de transition ; les lois qui les relient ne peuvent pas se traduire par des équations algébriques simples. Aussi, sommes-nous forcés de calculer à l'ordinateur ces probabilités de transition pour chaque point. Nous avons les résultats insuffisants pour $\theta = 80$ et 90° et nous calculons actuellement les résultats pour les valeurs intermédiaires de θ qui nous permettront de chiffrer l'influence d'une variation de θ.

4. Mesures et résultats

4.1. Stabilité

4.1.1. *Influence des paramètres*

La température du cristal est liée à celle de l'hélium liquide, elle-même liée à la pression atmosphérique.

Nous avons donc traduit la variation de V par rapport à la variation de la pression de l'hélium gazeux.

Nous avons fait les mesures dans deux cas : gain

23 dB et gain 10,5 dB et nous obtenons les courbes de la figure 7 :

soit $\frac{\Delta V_d}{V_d} = -1{,}8 \cdot 10^{-3}$ par mmHg, à 23 dB,

et $\frac{\Delta V_d}{V_d} = -\ 3 \cdot 10^{-3}$ par mmHg, à 10,5 dB,

comme $V = V_d - V_R$ et $\Delta V_d = \Delta V$,

nous obtenons :

$$\frac{\Delta V}{V} \simeq -4{,}2 \cdot 10^{-3} \text{ par mmHg, à 23 dB,}$$

et $$\frac{\Delta V}{V} \simeq -1{,}4 \cdot 10^{-3} \text{ par mmHg, à 10,5 dB,}$$

alors que l'application de la relation trouvée au § 3.2.2 nous donne :

$$\frac{\Delta V}{V} \simeq -2{,}7 \cdot 10^{-3} \text{ par mmHg, à 23 dB,}$$

et $$\frac{\Delta V}{V} \simeq -0{,}8 \cdot 10^{-3} \text{ par mmHg, à 10,5 dB.}$$

Les chiffres théoriques sont légèrement plus faibles mais du même ordre de grandeur.

Une variation lente du champ magnétique nous a permis de tracer par points la courbe de la figure 8

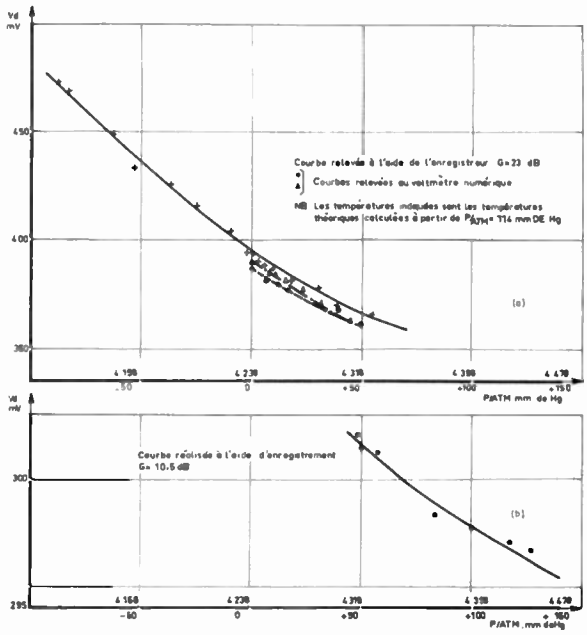


FIG. 7. — Variation de la tension de sortie en fonction de la pression de l'hélium gazeux.
a) gain de 23 dB ; *b*) gain de 10,5 dB.

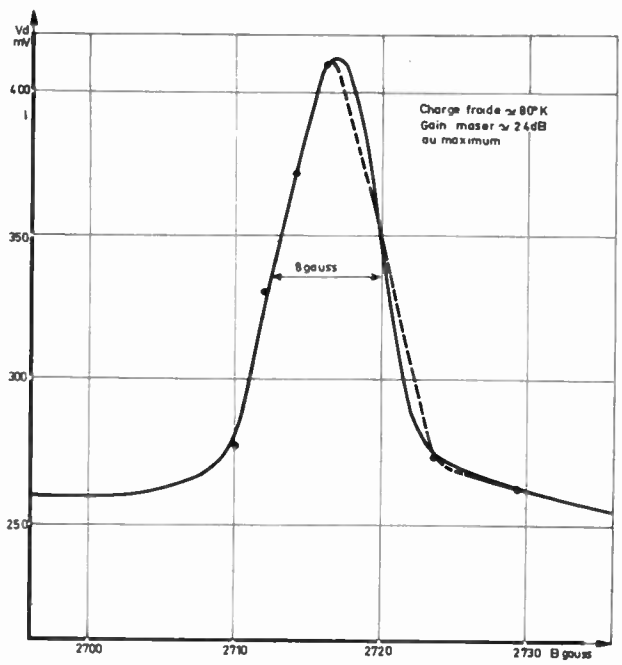


FIG. 8. — Variation de la tension de sortie en fonction du champ magnétique.

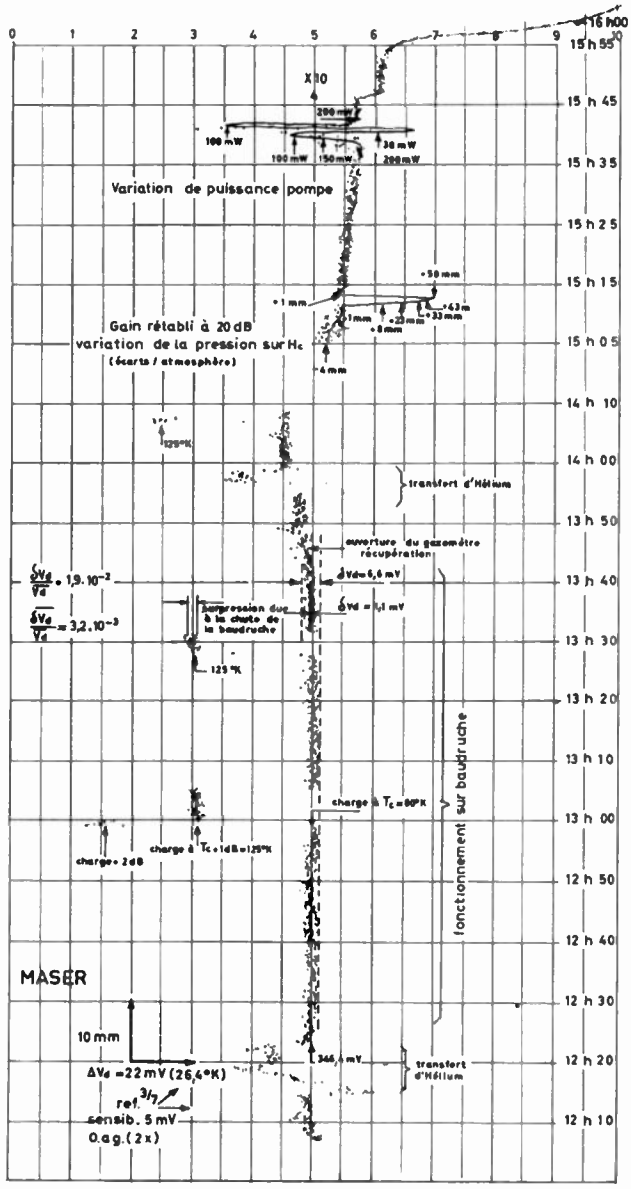


FIG. 9. — Enregistrement de la stabilité à long terme.

ce qui nous donne une largeur à mi-hauteur de :

$$\Delta B_0 = \pm 4 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \cdot \text{m}^{-2}$$

soit ± 4 gauss.

L'application de la relation du § 3.2.2. nous permet d'écrire avec :

$$Q_0 \simeq 340$$

$$Q_e \simeq 1\,030$$

$$Q_{m_0} \simeq -267$$

$$x_1 \simeq \sqrt{+1{,}04} - 1 = 0{,}2$$

$$\Delta\omega_S = 4\pi \cdot 10^6 \text{ rad/gauss}$$

$$T_2 \simeq 4 \cdot 10^{-9} \text{ s},$$

donc $\Delta B_0 \simeq \pm 4$ gauss théoriques.

Les valeurs théoriques et réelles sont donc très proches.

4.1.2. *Stabilité hors tout*

Nous avons ensuite réalisé un enregistrement de la tension de sortie (fig. 9).

Nous pouvons en déduire la stabilité à moyen terme (15 mn) :

$$\frac{\overline{\delta V_d}}{V_d} \simeq 3 \cdot 10^{-3},$$

et une stabilité à long terme ou dérive (1 h) :

$$\frac{\delta V_d}{V_d} \simeq 2 \cdot 10^{-2}.$$

4.2. TEMPÉRATURE DE BRUIT

4.2.1. *Températures réelles des charges*

Nous avons vu que, suivant les cas, les températures réelles étaient T'_c, T''_c ou T'''_c. Il nous faut évaluer ces températures. Par exemple, T''_c est vue par le récepteur derrière le maser, dans la partie de sa bande, extérieure à celle du maser, et dans sa bande image.

L'atténuation provient (voir fig. 5) :

- des pertes dans les guides rigides $(l_1 + l_2 + l_3 + l_4) \times 0{,}08 = 3{,}5 \times 0{,}08$ = 0,30 dB
- des pertes dans les guides souples $(3 \times 0{,}3) \times 0{,}2 = 0{,}9 \times 0{,}2$ = 0,18 dB
- des pertes d'insertion du circulateur vu deux fois = 0,40 dB
- des pertes dans le coaxial d'entrée vu deux fois = 0,10 dB
- des pertes résiduelles de l'atténuateur = 0,05 dB

1,03 dB

On trouve alors :

$$T''_c = 125 \pm 2 \text{ °K},$$

de la même façon on trouve :

$$T'_c = 92 \pm 2 \text{ °K},$$

et

$$T'''_c = 116 \pm 2 \text{ °K}.$$

4.2.2. *Mesures de T_M*

Une série de mesures nous ont donné les valeurs suivantes :

T_R °K	ΔT_R °K	T_M °K	ΔT_M °K	B_M MHz	$G^{1/2} B_M$ MHz
7 678	700	39,2	6,3	0,6	8,4
7 535	470	28,6	7	1,07	10,7
1 823	52	44	9,1	0,67	6,7

Nous voyons que la précision $\frac{\Delta T_M}{T_M}$ est toujours de l'ordre de 20 %.

D'autre part T_M se détériore avec le temps, de même que B_M ; ce phénomène est vraisemblablement dû à une détérioration du facteur de qualité de la cavité signal qui comporte des contacts glissants, sources de pertes variables dans le temps et qui influe sur la fidélité des mesures.

Le maser en état correct semble donc présenter une température de bruit de l'ordre de :

$$T_M \simeq 37 \pm 7 \text{ °K},$$

qui est assez proche de la valeur calculée au § 3.1.1. soit : 28 °K.

5. Conclusion

Nous avons constaté au cours de nos expériences et de leurs interprétations que la mesure de faibles températures de bruit de préamplificateurs posait un certain nombre de problèmes, en particulier, la stabilité de l'appareil essayé et des appareils annexes, au moins à moyen terme (durée de cycle de mesures), ainsi que la connaissance très précise des températures équivalentes des charges utilisées.

Enfin nos expériences nous ont mis dans le cas où la bande passante du récepteur était supérieure à celle du maser, alors que l'inverse aurait été beaucoup plus favorable et aurait permis de définir et de mesurer une température équivalente pour l'ensemble du système.

WRH

INTRODUCTION AUX PHÉNOMÈNES NON LINÉAIRES EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

J.P. POITEVIN

Ingénieur des Télécommunications
au CNET, département « Transmission »

1. Préliminaires

Un récepteur est constitué essentiellement d'amplificateurs et de changeurs de fréquence. Les mécanismes mis en jeu dans tous les changeurs de fréquence et dans certains amplificateurs ressortent de la théorie des effets non linéaires. Cet article constitue une introduction à cette théorie, afin de faciliter au lecteur la compréhension des développements sur le bruit dans de tels dispositifs à effet non linéaire, développements qui font l'objet des articles suivants de ce numéro spécial.

Avant d'entreprendre l'étude sommaire des phénomènes non linéaires, étude plus spécialement orientée vers l'utilisation des diodes non linéaires en hyperfréquences, on peut se livrer aux remarques suivantes :

1° Tous les phénomènes physiques sont plus ou moins non linéaires.

La linéarité ne constitue qu'une approximation. Pour bon nombre de phénomènes cette approximation reste justifiée dans un domaine de valeurs très étendu : de tels phénomènes seront considérés comme linéaires dans tout ce domaine.

Pour d'autres phénomènes cette linéarisation ne constitue qu'une approximation grossière ne permettant pas de rendre compte de certains effets observés : de tels phénomènes seront classés comme non linéaires, par exemple : phénomènes dans les plasmas, les faisceaux d'électrons, les semiconducteurs...

Désireux d'utiliser les effets particuliers dus à la non-linéarité, notre intérêt sera surtout centré sur les *phénomènes fortement non linéaires.*

2° Si la linéarité ne constitue qu'une approximation, c'est une approximation vraiment commode ! Elle permet d'utiliser en effet l'outillage mathématique linéaire qui est particulièrement riche et développé. Citons en particulier, dans le domaine des télécommunications, les outils remarquables que sont le calcul matriciel et le calcul complexe dans l'analyse et la synthèse des réseaux linéaires.

La non-linéarité nous prive de ces outils. On cherchera cependant à les utiliser moyennant certaines précautions : linéarisation par développement limité, analyse en petits signaux, calcul variationnel...

En particulier, dans les opérations non linéaires, les grandeurs introduites doivent être réelles. Nous utiliserons cependant les notations complexes, introduisant les grandeurs complexes par couple de valeurs conjuguées dont la somme représente une grandeur réelle.

En effet, une grandeur réelle sinusoïdale peut s'écrire sous la forme :

$$u \cos(\omega t + \varphi) = \mathrm{Re}\,(V e^{j\omega t})$$

avec $$V = u e^{j\varphi}$$

et $$\mathrm{Re}\,(V e^{j\omega t}) = \frac{1}{2}(V e^{j\omega t} + V^* e^{-j\omega t}).$$

Afin de faciliter la lecture de tels calculs nous noterons dans cet exposé les grandeurs réelles en lettres minuscules, les grandeurs complexes associées en lettres majuscules.

3° Si l'étude des phénomènes non linéaires est assez laborieuse, elle révèle, par contre, l'extrême importance des effets non linéaires. En particulier, seuls des phénomènes non linéaires peuvent permettre de transposer l'information d'une bande de fréquences dans une autre et donc d'utiliser la gamme des hyperfréquences.

Le développement récent des hyperfréquences a été pour beaucoup conditionné par les progrès considérables qui ont été effectués sur les cristaux non linéaires ou « diodes hyperfréquences ».

2. Les milieux non linéaires

Les milieux non linéaires, macroscopiquement homogènes et isotropes, sont tels que l'interaction entre le champ électromagnétique et le milieu se traduit par l'existence des relations vectorielles : $\vec{d} = \varepsilon(e)\cdot\vec{e}$, $\vec{b} = \mu(h)\cdot\vec{h}$, $\vec{g} = \Gamma(e)\cdot\vec{e}$, entre les vecteurs induction électrique $\vec{d}$, induction magnétique $\vec{b}$, densité de courant $\vec{g}$, champ électrique $\vec{e}$ et champ magnétique $\vec{h}$.

On peut donc distinguer trois classes élémentaires de milieux non linéaires :

1° Les diélectriques non linéaires pour lesquels la première relation est seule non linéaire (μ et Γ constants),

2° Les matériaux magnétiques non linéaires pour lesquels la deuxième relation est seule non linéaire (ε et Γ constants),

3° Les conducteurs non linéaires pour lesquels la troisième relation est seule non linéaire (ε et μ constants).

L'étude générale de l'interaction de ces milieux avec un champ électromagnétique (propagation dans un milieu non linéaire) se fait par la résolution du système d'équations constitué par les relations précédentes complétées des deux équations de Maxwell indépendantes du milieu :

$$\begin{cases} \text{rot}\ \vec{e} = -\dfrac{\partial \vec{b}}{\partial t}, \\ \text{rot}\ \vec{h} = \vec{g} + \dfrac{\partial \vec{d}}{\partial t}. \end{cases}$$

Un cas particulier très important du point de vue pratique est celui dans lequel les dimensions du milieu non-linéaire, avec lequel le champ électromagnétique interagit, sont petites devant les longueurs d'ondes dans le milieu qui l'entoure.

En effet on peut alors considérer que, en raison des faibles dimensions du matériau, celui-ci baigne à chaque instant dans un champ électromagnétique constant. C'est-à-dire que l'on peut appliquer les solutions de l'état quasi stationnaire, l'aspect propagation étant négligeable dans le matériau non linéaire et dans son voisinage.

C'est dire encore que si l'on assimile le petit volume de matériau à un cylindre, on pourra sans ambiguïté parler de tension entre ses deux sections droites ou de courant à travers ces sections.

Le petit volume constitue donc un « élément localisé » au sens de la « théorie des réseaux à constantes localisées », théorie qui est précisément fondée sur l'approximation de l'état quasi stationnaire.

Il existe de même trois classes particulières d'éléments localisés non linéaires :

1° La capacité non linéaire : $q = f(u)$ (charge fonction non linéaire de la tension aux bornes),

2° L'inductance non linéaire : $\varphi = f(i)$ (flux fonction non linéaire du courant),

3° La résistance non linéaire : $i = f(u)$ (courant fonction non linéaire de la tension).

Nous nous limiterons à l'étude des propriétés de tels éléments non linéaires localisés qui correspondent, d'un point de vue pratique, aux diodes détectrices, mélangeuses et paramétriques, utilisées en hyperfréquence.

Nous représenterons la caractéristique de ces éléments non linéaires sous la forme générale $y = f(x)$, dans laquelle y et x seront respectivement :

— la charge et la tension pour une capacité non linéaire $\left(\text{avec}\ \ i = \dfrac{dq}{dt}\right)$,

— le flux et le courant pour une inductance non linéaire $\left(\text{avec}\ \ u = \dfrac{d\varphi}{dt}\right)$,

— le courant et la tension pour une résistance non linéaire.

3. Etude en « petits signaux » : détecteurs et mélangeurs

L'élément non linéaire est « polarisé » en un point $(x_0,\ y_0 = f(x_0))$ de sa caractéristique. Si un signal haute fréquence périodique est appliqué à l'élément non linéaire, il entraîne des variations dx, dy du point de polarisation avec :

$$y_0 + dy = f(x_0 + dx).$$

Si le signal haute fréquence est à niveau « faible » on peut remplacer la fonction $f(x)$ par le début de son développement en série de Taylor autour du point de polarisation.

D'où :

$$dy = f'(x_0)dx + \frac{1}{2}f''(x_0)dx^2 + \ldots \qquad (1)$$

3.1. Détection

Les valeurs moyennes prises sur la période du signal haute fréquence sont liées par :

$$\overline{dy} = f'(x_0)\overline{dx} + \frac{1}{2}f''(x_0)\overline{dx^2} + \ldots \qquad (2)$$

Ces valeurs moyennes représentent la modulation du signal haute fréquence s'il est modulé (ou des grandeurs « continues » si le signal est non modulé).

Il suffit donc de séparer par filtrage ces composantes pour mettre en évidence le phénomène de détection dû à la non-linéarité de la caractéristique (figure 1).

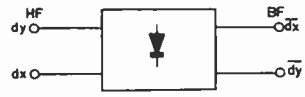


FIG. 1.

Exemple : Détection par résistance non linéaire.

L'équation (2) appliquée au cas d'une résistance non linéaire s'écrit :

$$\overline{di} = f'(u_0)\overline{du} + \frac{1}{2}f''(u_0)\overline{du^2} + \dots$$

Négligeons les termes d'ordre supérieur à deux. On voit alors que le détecteur, vu des bornes basse fréquence, a un schéma équivalent constitué par un injecteur de courant j en parallèle sur la conductance g (figure 2) avec :

$$\begin{cases} j = \dfrac{1}{2}f''(u_0)\overline{du^2} \\ g = f'(u_0) \end{cases}$$

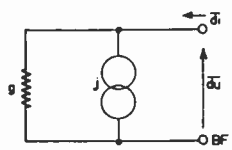


FIG. 2.

La puissance moyenne haute fréquence absorbée par l'élément détecteur est égale à :

$$P = \overline{du \cdot di} = f'(u_0)\overline{du^2}.$$

Le courant détecté en court-circuit aux bornes BF est égal à :

$$i_{cc} = j = \frac{1}{2}f''(u_0)\overline{du^2}.$$

Le courant détecté en court-circuit est donc proportionnel à la puissance HF absorbée : *la détection est dite « quadratique »*.

Le rendement de détection en courant β, rapport du courant détecté en court-circuit à la puissance haute fréquence absorbée, est :

$$\beta = \frac{i_{cc}}{P} = \frac{1}{2}\frac{f''(u_0)}{f'(u_0)}$$

et le schéma équivalent du détecteur peut être représenté comme sur la figure 3.

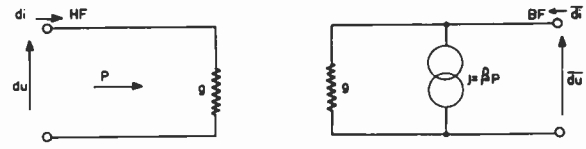


FIG. 3.

On peut également substituer à l'injecteur en parallèle une force électromotrice en série et définir le rendement de détection en tension γ, la tension détectée en circuit ouvert étant proportionnelle à la puissance P.

On a :

$$\gamma = \frac{u_{ou}}{P} = \frac{\beta P}{f'(u_0)P} = \frac{1}{2}\frac{f''(u_0)}{f'^2(u_0)}.$$

On voit donc que pour un tel détecteur et pour des niveaux faibles (approximation limitée au deuxième ordre justifiée), *conductance équivalente, rendement de détection en tension et en courant sont des constantes indépendantes du niveau du signal.*

3.2. MÉLANGE

De même si dx résulte de la superposition de deux composantes en cos $\omega_1 t$ et cos $\omega_2 t$, l'existence de termes d'ordre supérieur à un dans le développement (1) entraînera l'apparition de composantes résultant du mélange des deux pulsations ω_1 et ω_2.

En particulier le terme en dx^2 sera de la forme $(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2$ et contiendra un terme en $2 \cos \omega_1 t \times \cos \omega_2 t = \cos (\omega_1+\omega_2)t + \cos (\omega_1-\omega_2)t$ entraînant l'apparition de composantes aux fréquences somme et différence des deux fréquences appliquées.

3.3. REMARQUE

Les détecteurs et mélangeurs permettent de déceler l'existence d'un signal afin d'extraire l'information qu'il véhicule, soit directement (récepteurs à réception directe par détection), soit indirectement par transposition dans une autre gamme de fréquences en faisant interagir, avec le signal reçu, une fréquence engendrée « localement » (récepteurs hétérodynes à mélangeur).

On cherche, bien entendu, à déceler les signaux les plus faibles possibles et nos hypothèses signal faible sont particulièrement justifiées en détection.

Par contre, lorsqu'on fait interagir un signal avec une onde locale, s'il est toujours justifié de considérer le signal à niveau faible, on est en général maître de la puissance de l'onde émise localement.

Nos hypothèses précédentes (interaction de deux signaux faibles) conduisent à des produits de mélange infiniment petits du deuxième ordre pour un signal utile du premier ordre. Il est donc particulièrement intéressant d'étudier le comportement d'un mélangeur lorsque l'onde locale est émise à niveau fort, c'est-à-dire d'aborder l'étude de l'interaction d'un signal fort et d'un signal faible. Les harmoniques et

produits de mélange ne sont plus obligatoirement des infiniment petits d'ordre supérieur ou égal à deux et nous serons obligés d'en tenir compte a priori.

4. Interaction d'un signal fort et d'un signal faible : mélangeurs et amplificateurs paramétriques

Le signal à niveau fort (x_0, y_0) comprendra donc le signal de pulsation ω_0 fourni par « l'oscillateur local » du mélangeur (ou la « pompe » de l'amplificateur paramétrique) et les harmoniques engendrés par la caractéristique non linéaire du mélangeur.

Le signal à niveau faible (dx, dy) sera constitué du signal reçu de pulsation ω_1, et des produits de composition, de pulsations $n\omega_0 + m\omega_1$.

Le problème est analogue à celui examiné lors de l'étude en petits signaux mais ici le point de polarisation (x_0, y_0) balaye la caractéristique non linéaire sous l'influence de l'onde locale.

En nous limitant au premier ordre, on peut donc écrire :

$$dy = f'(x_0)\, dx, \tag{3}$$

$f'(x_0)$ étant une fonction périodique de pulsation ω_0. On peut donc remplacer $f'(x_0)$ par son développement en série de Fourier :

$$f'(x_0) = \sum_{-\infty}^{+\infty} F_n e^{jn\omega_0 t},$$

avec :

$$F_n = \frac{1}{2\pi}\int_{t_0}^{t_0+\frac{2\pi}{\omega_0}} f'(x_0)\, e^{-jn\omega_0 t} dt.$$

On voit que $F_n = F^*_{-n}$, la fonction $f'(x_0)$ étant une fonction réelle. De plus, nous choisirons une origine des temps pour que :

$F_1 = F_{-1}$ et donc soit une quantité réelle.

L'équation (3) s'écrit :

$$dy = \sum_{-\infty}^{+\infty} F_n\, e^{jn\omega_0 t} dx. \tag{4}$$

Chaque composante de pulsation $n\omega_0 + m\omega_1$ est caractérisée par deux grandeurs réelles dx_{nm} et dy_{nm}, l'ensemble de ces grandeurs étant lié par la relation (4).

Si l'on écrit chaque grandeur réelle dx_{nm} sous la forme :

$$dx_{nm} = X_{nm} e^{j(n\omega_0 + m\omega_1)t} + X^*_{nm} e^{-j(n\omega_0 + m\omega_1)t},$$

et chaque grandeur réelle dy_{nm} sous la forme :

$$dy_{nm} = Y_{nm} e^{j(n\omega_0 + m\omega_1)t} + Y^*_{nm} e^{-j(n\omega_0 + m\omega_1)t},$$

avec $n \geqslant 0$, $m > 0$ si $n = 0$, pour éviter de compter deux fois la même fréquence, la relation (4) peut être décomposée en système d'équations linéaires reliant les amplitudes complexes X_{nm} et Y_{nm} et leurs conjuguées. De plus, puisque nous nous sommes limités au premier ordre, nous devons négliger les harmoniques du signal ω_1 et donc les produits de compositions résultant du mélange de ces harmoniques avec l'onde locale, c'est-à-dire que m ne peut prendre, dans les équations précédentes, que les valeurs ± 1. Nous noterons X_{n+} et X_{n-} les grandeurs correspondantes.

La relation (4) se décompose alors en :

$$\begin{cases} Y_{N+} = \sum_n F_{N-n}\ X_{n+} + \sum_n F_{N+n}\ X^*_{n-} \\ Y^*_{N-} = \sum_n F_{-N-n} X_{n+} + \sum_n F_{-N+n} X^*_{n-} \end{cases} \tag{5}$$

et les relations conjuguées de ces relations (5).

Puisque $F_n = F^*_{-n}$, ces relations s'écrivent aussi :

$$\begin{cases} Y_{N+} = \sum_n F_{N-n} X_{n+} + \sum_n F_{N+n} X^*_{n-} \\ Y^*_{N-} = \sum_n F^*_{N+n} X_{n+} + \sum_n F^*_{N-n} X^*_{n-}\ . \end{cases} \tag{6}$$

Nous supposerons dorénavant que des filtres idéaux ont été placés aux bornes de l'élément non linéaire, ne laissant subsister que des composantes de signal faible aux pulsations

$$\omega_{0+} = \omega_1\ ,\ \omega_{1+} = \omega_0 + \omega_1 \quad \text{et} \quad \omega_{1-} = \omega_0 - \omega_1.$$

Ces deux dernières pulsations seront notées dorénavant ω_- et ω_+.

Les relations (5) se mettent alors sous la forme matricielle simple :

$$\begin{bmatrix} Y^*_- \\ Y_1 \\ Y_+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0 & F_{-1} & F_{-2} \\ F_1 & F_0 & F_{-1} \\ F_2 & F_1 & F_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^*_- \\ X_1 \\ X_+ \end{bmatrix} \tag{7}$$

Si l'on tient compte de ce que $F_{-2} = F^*_2$ et $F_{-1} = F_1$ cette relation matricielle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Y^*_- \\ Y_1 \\ Y_+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0 & F_1 & F^*_2 \\ F_1 & F_0 & F_1 \\ F_2 & F_1 & F_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^*_- \\ X_1 \\ X_+ \end{bmatrix} \tag{8}$$

les termes de cette matrice étant tous réels sauf F_2.

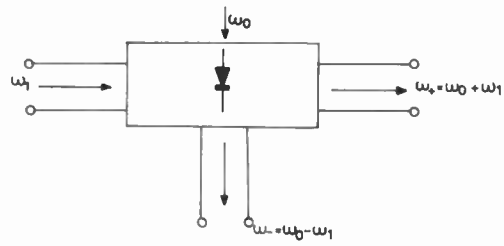


FIG. 4.

On peut donc considérer que, pour les signaux « faibles » aux pulsations ω_1, $\omega_+ = \omega_0 + \omega_1$, $\omega_- = \omega_0 - \omega_1$, le système se comporte comme un *réseau linéaire à trois accès*, les fréquences aux accès étant différentes (figure. 4).

En général on n'utilise que deux accès, le troisième étant fermé sur une réactance pure pour éviter de consommer de l'énergie sur la fréquence inutilisée.

Il existe donc deux classes de mélangeurs « quadripôles » :

— le mélangeur « somme » (figure 5) :

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0 & F_1 \\ F_1 & F_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_+ \end{bmatrix} \tag{9}$$

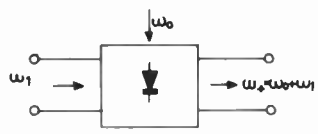


FIG. 5.

— le mélangeur « différence » (figure 6) :

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_-^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0 & F_1 \\ F_1 & F_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_-^* \end{bmatrix} \tag{10}$$

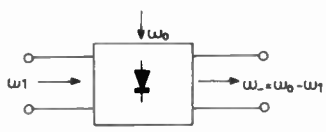


FIG. 6.

Ces deux mélangeurs sont « décrits » par la même matrice réelle mais cette matrice relie :

— les grandeurs complexes aux accès dans le cas du mélangeur somme,

— les grandeurs complexes à l'entrée aux grandeurs complexes conjuguées à la sortie, dans le cas du mélangeur différence.

5. Rappel sur les quadripôles

Nous allons rappeler quelques formules et résultats concernant les quadripôles en vue de leur application aux « quadripôles mélangeurs ». Considérons donc un quadripôle défini par sa matrice d'admittance Y, fermé à son entrée sur un dipôle générateur (admittance Y_1 en parallèle sur un injecteur de courant J_1) et à sa sortie sur une admittance Y_2 (figure 7).

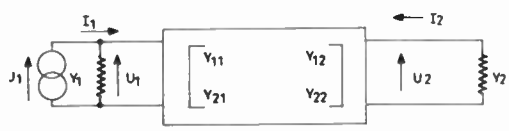


FIG. 7.

Les relations entre tensions et courants aux accès, dues à la présence du quadripôle, sont :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2. \end{cases}$$

Les relations dues à l'existence des fermetures aux accès sont :

$$\begin{cases} I_1 = J_1 - Y_1U_1 \\ I_2 = -Y_2U_2. \end{cases}$$

En resolvant ce système d'équations on voit que l'admittance d'entrée Y_1' du quadripôle est :

$$Y_1' = Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_2 + Y_{22}} \tag{11}$$

et que le quadripôle, vu de la sortie, se comporte comme un dipôle générateur constitué par la mise en parallèle de l'admittance Y_2' et de l'injecteur de courant J_2' (figure 8) avec :

$$\begin{cases} Y_2' = Y_{22} - \dfrac{Y_{21}Y_{12}}{Y_1 + Y_{11}} \\ J_2' = \dfrac{Y_{21}}{Y_1 + Y_{11}} J_1 \cdot \end{cases} \tag{12}$$

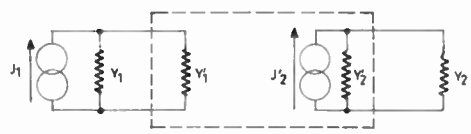


FIG. 8.

La puissance échangeable de la source placée à l'entrée étant :

$$P_{e_1} = \frac{|J_1|^2}{8\,\mathrm{Re}(Y_1)},$$

la puissance échangeable à la sortie du quadripôle étant :

$$P_{e_2} = \frac{|J_2'|^2}{8\,\mathrm{Re}(Y_2')},$$

le gain en puissance échangeable du quadripôle G_e est donc :

$$G_e = \frac{P_{e_2}}{P_{e_1}} = \frac{|J_2'|^2}{|J_1|^2} \frac{\mathrm{Re}(Y_1)}{\mathrm{Re}(Y_2')}. \tag{13}$$

Appelons puissance entrante aux accès les quantités :

$$P_1 = \frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\,U_1^*I_1 \quad \text{et} \quad P_2 = \frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\,U_2^*I_2.$$

Ces quantités algébriques sont positives si l'énergie se déplace de l'extérieur vers le quadripôle, négatives si l'énergie est fournie par le quadripôle.

5.1. Quadripoles dissipatifs

La puissance P consommée à l'intérieur du réseau est positive. La relation algébrique de conservation de l'énergie s'écrit donc :

$$P_1 + P_2 = P > 0$$

D'où
$$-P_2 < P_1 \qquad (14)$$

Si donc on place une source d'énergie à l'accès 1 fournissant une énergie P_1 au quadripôle, la puissance recueillie à l'accès 2 ($-P_2$) sera inférieure à la puissance entrant à l'accès 1. Il y a *perte d'énergie à la traversée du quadripôle.*

5.2. Quadripoles a matrices d'admittance imaginaire pure

Les relations entre tensions et courants aux accès sont alors de la forme :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jB_{11} & jB_{12} \\ jB_{21} & jB_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix},$$

les quantités B étant réelles. Des expressions des puissances entrantes aux accès, on tire que :

$$\begin{aligned} \frac{P_1}{B_{12}} + \frac{P_2}{B_{21}} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \begin{bmatrix} \frac{U_1^*}{B_{12}}, & \frac{U_2^*}{B_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \begin{bmatrix} \frac{U_1^*}{B_{12}}, & \frac{U_2^*}{B_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} jB_{11} & jB_{12} \\ jB_{21} & jB_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \begin{bmatrix} \frac{U_1^*}{B_{12}}, & \frac{U_2^*}{B_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} jB_{11}U_1 + jB_{12}U_2 \\ jB_{21}U_1 + jB_{22}U_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

D'où :

$$\frac{P_1}{B_{12}} + \frac{P_2}{B_{21}} = 0. \qquad (15)$$

Si donc on place une source d'énergie à l'accès 1, fournissant une puissance P_1 au quadripôle, la puissance recueillie à l'accès 2 sera égale à $\frac{B_{12}}{B_{21}} P_1$.

6. Mélangeurs à résistance non linéaire

Appliquons les résultats du chapitre 4, les paramètres y et x étant respectivement les courants et tensions aux bornes de l'élément.

Les matrices (9) et (10) sont les matrices d'admittance des quadripôles mélangeurs somme et différence qui ont donc *même matrice d'admittance* Y. Les coefficients de cette matrice d'admittance sont les termes du développement de la conductance différentielle non linéaire $G = f'(u_0)$ et sont donc tous réels :

$$Y = \begin{bmatrix} G_0 & G_1 \\ G_1 & G_0 \end{bmatrix}.$$

Le quadripôle défini par cette matrice est *réciproque.*

Si la résistance non linéaire est une résistance « positive » (ce qui exclut les mélangeurs à diode tunnel par exemple), on doit avoir $f'(u_0) > 0$ d'où $|G_1| < G_0$. Le quadripôle est alors *purement dissipatif.* D'après les résultats du paragraphe 5.1., on peut affirmer qu'il y aura perte d'énergie dans le mélange (perte de conversion).

Considérons, par exemple, un mélangeur à résistance non linéaire fermé sur impédances réelles (figure 9).

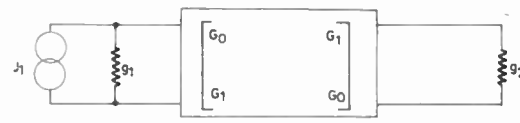


Fig. 9.

Les admittances d'entrée et de sortie du mélangeur sont *réelles* et égales à :

$$\begin{cases} g_1' = G_0 - \dfrac{G_1^2}{g_2 + G_0} \\ g_2' = G_0 - \dfrac{G_1^2}{g_1 + G_0} \end{cases}$$

Le gain en puissance échangeable est :

$$G_e = \frac{G_1^2 g_1}{(g_1 + G_0)(G_0^2 - G_1^2 + g_1 G_0)}.$$

Si la résistance non linéaire est positive, on a $|G_1| < G_0$.

D'où :

— les admittances d'entrée et de sortie sont *réelles positives,*

— le *gain en puissance échangeable est inférieur à 1.*

Son inverse $L = \dfrac{1}{G_e}$ sera appelé perte de conversion du mélangeur.

7. Mélangeurs à capacité variable

Appliquons les résultats du chapitre 4 dans lesquels y est la charge q et x la tension u. Le courant étant la dérivée par rapport au temps de la charge, les composantes du courant sont telles que :

$$\begin{cases} I_\alpha = j\omega_\alpha Y_\alpha \\ I_\alpha^* = -j\omega_\alpha Y_\alpha^* \end{cases}$$

Les coefficients des matrices (9) et (10) sont les coefficients de développement de la capacité différentielle variable $C = f'(u_0)$ « pompée » et seront notés C_0 et C_1.

Les matrices d'admittance des mélangeurs à capacité variable prennent donc la forme :

Mélangeur somme :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_1 C_0 & j\omega_1 C_1 \\ j\omega_+ C_1 & j\omega_+ C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_+ \end{bmatrix}$$

Mélangeur différence :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_-^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_1 C_0 & j\omega_1 C_1 \\ -j\omega_- C_1 & -j\omega_- C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_-^* \end{bmatrix}$$

Ce sont les matrices d'admittances purement imaginaires de quadripôles *non réciproques actifs*. Sous certaines conditions, il sera donc possible d'obtenir du gain à partir de tels mélangeurs qui se comporteront alors en « amplificateurs paramétriques ». En particulier, en appliquant la relation (15) à de tels quadripôles, on voit que :

Mélangeur somme :

$$\frac{P_1}{f_1} + \frac{P_+}{f_+} = 0.$$

D'où un gain G :

$$G = \frac{-P_+}{P_1} = \frac{f_+}{f_1} > 1.$$

Mélangeur différence :

$$\frac{P_1}{f_1} - \frac{P_-}{f_-} = 0.$$

D'où un gain G :

$$G = \frac{-P_-}{P_1} = -\frac{f_-}{f_1} < 0.$$

Ces relations constituent un cas particulier des relations très générales de Manley et Rowe régissant les transferts d'énergie dans les systèmes non linéaires purement réactifs.

Nous allons examiner plus complètement ces deux types de mélangeurs « paramétriques ».

8. Mélangeur paramétrique somme

Considérons donc un mélangeur paramétrique somme fermé sur deux admittances réelles g_1 et g_+ à ses accès (figure 10).

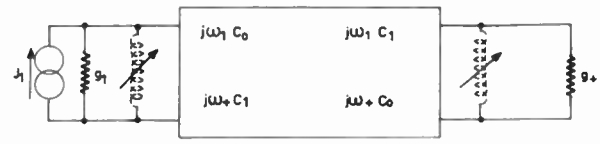


FIG. 10.

Les admittances d'entrée et de sortie du mélangeur sont respectivement :

$$\begin{cases} Y_1' = j\omega_1 C_0 + \dfrac{\omega_1 \omega_+ C_1^2}{g_+ + j\omega_+ C_0} \\ Y_+' = j\omega_+ C_0 + \dfrac{\omega_1 \omega_+ C_1^2}{g_1 + j\omega_1 C_0}. \end{cases}$$

Si l'on ajoute en parallèle une self à l'entrée accordant C_0 à la pulsation ω_1 et une self à la sortie accordant C_0 à la pulsation ω_+, la matrice d'admittance du quadripôle devient :

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & j\omega_1 C_1 \\ j\omega_+ C_1 & 0 \end{bmatrix}$$

et les admittances d'entrée et de sortie se réduisent à deux conductances g_1' et g_+' :

$$g_1' = \frac{\omega_1 \omega_+ C_1^2}{g_+},$$

$$g_+' = \frac{\omega_1 \omega_+ C_1^2}{g_1}.$$

Le gain en puissance échangeable est alors :

$$G_e = \frac{\omega_+^2 C_1^2}{g_1^2} \cdot \frac{g_1^2}{\omega_1 \omega_+ C_1^2} = \frac{\omega_+}{\omega_1} > 1.$$

C'est donc un « amplificateur » paramétrique somme, les impédances aux accès étant positives et le gain maximal égal au rapport des fréquences de sortie et d'entrée : *amplificateur inconditionnellement stable mais à gain limité.*

9. Mélangeur paramétrique différence

Considérons de même un mélangeur paramétrique différence fermé sur admittances réelles g_1 et g_- aux accès (figure 11).

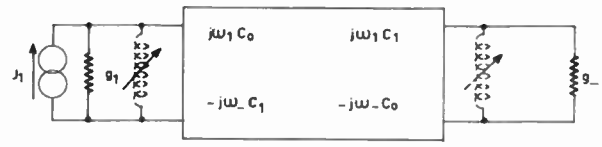


FIG. 11.

Les admittances d'entrée et de sortie du mélangeur sont respectivement :

$$\begin{cases} Y_1' = j\omega_1 C_0 - \dfrac{\omega_1\omega_- C_1^2}{g_- - j\omega_- C_0} \\ Y_-' = j\omega_- C_0 - \dfrac{\omega_1\omega_- C_1^2}{g_1 - j\omega_1 C_0} \end{cases}$$

Si on accorde entrée et sortie comme précédemment pour les pulsations ω_1 et ω_-, les admittances deviennent réelles et égales à :

$$\begin{cases} g_1' = -\dfrac{\omega_1\omega_- C_1^2}{g_-} \\ g_-' = -\dfrac{\omega_1\omega_- C_1^2}{g_1} \end{cases}$$

Ce sont des conductances *négatives*.

Le gain en puissance échangeable est alors :

$$G_e = -\frac{\omega_-^2 C_1^2}{g_1^2}\,\frac{g_1^2}{\omega_1\omega_- C_1^2} = -\frac{\omega_-}{\omega_1} < 0.$$

L'amplificateur paramétrique différence a ses *impédances aux accès négatives*. Il est donc potentiellement instable.

Il peut osciller pour certaines conditions de fermetures. Il ne peut être adapté aux accès. Son *gain peut être rendu aussi élevé que l'on veut* au voisinage du régime instable.

10. Amplificateur dipôle

L'impédance d'entrée d'un mélangeur paramétrique *différence* étant une résistance négative, on peut utiliser un tel mélangeur en amplificateur dipôle (coefficient de réflexion ρ avec $|\rho| > 1$) à l'aide d'un circulateur par exemple (figure 12).

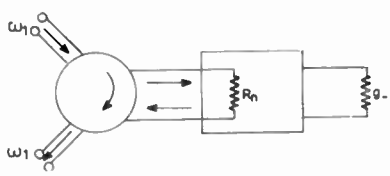


FIG. 12.

La résistance R_n a pour valeur :

$$R_n = \frac{1}{g_1'} = -\frac{g_-}{\omega_1\omega_- C_1^2}.$$

Le gain en puissance est alors :

$$G = \left|\frac{R_n - R_0}{R_n + R_0}\right|^2 > 1,$$

en appelant R_0 l'impédance caractéristique du circulateur. *Ce gain peut être rendu aussi grand que l'on veut* en prenant $R_0 \# |R_n|$ et l'amplification se fait *sans changement de fréquence.*

Cas particulier — Amplificateur paramétrique dégénéré : Si $\omega_0 = 2\omega_1$ on a alors $\omega_- = \omega_1$. Les fréquences différence et signal sont confondues.

11. Considérations pratiques sur les diodes utilisées en hyperfréquences

11.1. Schéma équivalent

L'élément non linéaire, résistance ou capacité, est obtenu au niveau même d'un contact métal semiconducteur (diodes à pointe) ou d'une jonction entre semiconducteurs (diodes à jonction).

Les très petites dimensions de cette partie « active » de la diode (sections pouvant atteindre quelques microns carrés) justifient nos hypothèses d'élément « localisé ». Le schéma général de cette partie active peut être représenté comme figure 13 par la mise en parallèle d'une capacité non linéaire C et d'une résistance non linéaire R, les valeurs respectives de ces éléments et l'importance de l'effet non linéaire dont ils sont affectés permettant d'obtenir un comportement du type « résistance non linéaire » ou du type « capacité non linéaire ».

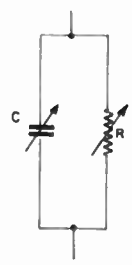


FIG. 13.

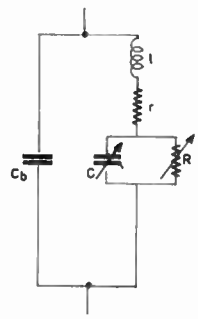


FIG. 14.

Pour assurer une bonne rigidité mécanique et pour concentrer l'énergie hyperfréquence au niveau de cette partie « active », cet élément est monté dans un boîtier, en général complexe, dont les dimensions sont beaucoup plus grandes que celles de l'élément « actif », l'ensemble constituant une « diode hyperfréquence ».

Bien qu'il soit moins justifié de parler alors d'élément localisé, on peut tenter de représenter la « diode hyperfréquence » par un schéma équivalent comme figure 14 où l représente la self des conducteurs intérieurs au boîtier, r la résistance de ces conducteurs et du semiconducteur « support de l'élément non linéaire » et C_b la capacité due au boîtier. En fait, une telle diode hyperfréquence sera montée dans une monture (coaxiale ou en guide) et l'interaction de la *diode dans sa monture* avec l'énergie électromagnétique « injectée » dans cet ensemble provoque (et définit) le couplage entre l'élément actif de la diode (élément localisé) et la « ligne » propageant l'énergie hyperfréquence (élément à constantes réparties).

11.2. Paramètres caractéristiques usuels

11.2.1. *Diodes à résistance variable*

Pour de telles diodes on peut, en général, négliger les variations de la capacité C.

En ne tenant compte que des seuls éléments parasites r et C (les autres étant supposés accordés par les dispositifs d'accord de la monture), on peut définir une fréquence de coupure f_c, fréquence pour laquelle la puissance dans la résistance variable R n'est que la moitié de la puissance appliquée :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{1+\frac{R}{r}}.$$

Les paramètres habituellement fournis par les constructeurs sont :

Diodes détectrices :

— Résistance vidéo $R_0 = \dfrac{1}{f'(0)}$,

— Rendement de détection en courant : $\beta = \dfrac{i_{cc}}{P}$ ou facteur de mérite $M = \beta\sqrt{R_0}$,

— Fréquence maximale d'utilisation.

Diodes mélangeuses :

— Résistance MF,

— Perte de conversion L,

— Fréquence maximale d'utilisation.

11.2.2. *Diodes à capacité variable ou diodes paramétriques*

Pour de telles diodes et pour les points de polarisation habituellement utilisés on peut considérer la résistance R comme infiniment grande.

Les paramètres habituellement fournis par les constructeurs sont :

— Fréquence de coupure : $f_c = \dfrac{1}{2\pi r C_0}$,

— Facteur de non-linéarité : $m = \dfrac{C_1}{C_0}$,

— Facteur de mérite : $M = mf_c$,

— Valeur de la capacité C_0.

12. Conclusion

Cette étude permet donc de classer les différents types de dispositifs non linéaires utilisés en hyperfréquence et de dégager leurs propriétés élémentaires. En particulier, la classification adoptée pour les amplificateurs paramétriques diffère un peu de la classification traditionnelle anglo-saxonne en ce qu'elle met l'accent sur le mécanisme particulier considéré et donc sur les propriétés essentielles qui en découlent (signe des impédances aux accès, spécialement), alors que la classification traditionnelle met l'accent sur les valeurs relatives des fréquences à l'entrée et à la sortie du dispositif et de la fréquence de pompe utilisée.

Exemple : USUC (upper sideband, up-converter)

$$f_2 = f_1 + f_0 \qquad f_2 > f_1$$

LSUC (lower sideband, up-converter)

$$f_2 = f_0 - f_1 \qquad f_2 > f_1 \qquad \text{d'où } f_0 > 2f_1$$

LSDC (lower sideband, down-converter)

$$f_2 = f_0 - f_1 \qquad f_2 < f_1 \qquad \text{d'où } f_0 < 2f_1$$

Nous avons surtout insisté sur les dispositifs à diode non linéaire. On doit cependant mentionner que de nombreuses recherches se poursuivent sur les dispositifs mettant en œuvre les propriétés des milieux non linéaires « non localisés » dont l'étude générale avait été esquissée au chapitre 2, en particulier sur l'amplification paramétrique dans les ferrites et faisceaux électroniques. Seuls ces derniers ont, à l'heure actuelle, conduit à des réalisations compétitives avec les amplificateurs paramétriques à élément localisé (tubes d'Adler).

Nous avons, de plus, complètement passé sous silence les problèmes de bande passante et de bruit, problèmes qui sont déterminants dans le choix d'un dispositif, surtout comme étage d'entrée d'un récepteur, mais qui font l'objet des articles plus spécialisés de ce numéro de *l'Onde Electrique*.

L'AMPLIFICATION PARAMÉTRIQUE

Ses domaines d'applications
Ses possibilités de développement

PAR

P. DEMAN

Ingénieur en Chef du Département Télécommunications
à la C.F.T.H.

1. Introduction

Les amplificateurs paramétriques entrent dans un ensemble de dispositifs amplificateurs utilisés à la réception comme étage d'entrée à faible bruit.

Les quatre principaux éléments de cet ensemble sont le maser, l'amplificateur paramétrique, l'amplificateur à diode tunnel et le tube à ondes progressives. Il serait d'ailleurs juste d'en mentionner un cinquième : le transistor qui voit, d'année en année, son facteur de bruit descendre et sa fréquence maximale d'utilisation augmenter, il pourrait, en effet, devenir un concurrent sérieux des autres amplificateurs à faible bruit en dessous de 1 000 MHz.

Dans cet article, nous nous proposons de classer rapidement les domaines d'application de l'ensemble des amplificateurs à faible bruit et de nous étendre plus particulièrement, pour le seul amplificateur paramétrique, sur le développement des possibilités de réduction du bruit propre.

2. Caractéristiques externes des amplificateurs à faible bruit

Les caractéristiques externes des amplificateurs d'entrée des récepteurs sont liées aux domaines d'application ; les principales caractéristiques sont :

1° la largeur de bande nécessaire,

2° le niveau de bruit désiré,

3° les facilités d'exploitation.

2.1. Largeur de bande

On peut, pour la simplicité de l'exposé, classer en deux catégories principales les types d'amplificateurs :

a) *bande large, de l'ordre de 10 % et plus* (plusieurs centaines de mégahertz pour une fréquence de plusieurs gigahertz).

Ce domaine que nous ne développerons pas, correspond à des applications particulières (radars).

Les amplificateurs correspondants sont : le tube à ondes progressives, l'amplificateur paramétrique et la diode tunnel. La contrepartie de l'accroissement de bande est la limite supérieure de la température de bruit qui reste de plusieurs centaines de degrés Kelvin.

b) *bande étroite, de l'ordre de quelques pour-cent* (supérieure à 50 MHz pour des fréquences de plusieurs gigahertz).

Ce domaine correspond spécifiquement aux applications des télécommunications, que ce soit la télévision ou les multiplex téléphoniques à grand nombre de voies.

Dans ce domaine, nous trouvons le maser, l'amplificateur paramétrique et la diode tunnel.

2.2. Niveau de bruit

En ce qui concerne la température de bruit, le maser vient en tête avec 4 °K (maser à ondes progressives) et la diode tunnel a les performances les moins bonnes (> 300 °K). Entre les deux, nous verrons que la formule des amplificateurs paramétriques permet d'ajuster le compromis entre la complexité (donc le prix) et la réduction de la température de bruit.

Les besoins sont de deux sortes :

2.2.1. *Les faisceaux hertziens terrestres*

Il est inutile de réduire beaucoup la température de bruit de l'amplificateur, puisque la température d'équilibre thermodynamique de l'antenne est élevée

(150 à 300 °K). C'est le domaine d'élection de l'amplificateur paramétrique et de la diode tunnel avec un léger désavantage pour cette dernière quant au bruit.

2.2.2. *Les liaisons spatiales*

La température d'équilibre thermodynamique de l'antenne peut devenir très faible (10 °K) au moins pendant un pourcentage de temps non négligeable. Dans ce cas, le maser semble particulièrement intéressant, mais nous verrons que l'amplificateur paramétrique est également capable de développements susceptibles de le rendre compétitif.

2.3. FACILITÉS D'EXPLOITATION

Le classement dans un ordre donné des différents types d'amplificateurs n'est ni facile, ni définitif. Il dépend assez fortement de la réalisation industrielle du produit. Il faut simplement remarquer que la nécessité de travailler à la température de l'hélium liquide correspond à une servitude lourde dans le cas du maser. Nous verrons que l'amplificateur paramétrique est susceptible de s'approcher de la température de bruit du maser, sans nécessiter, pour autant, un refroidissement à des températures aussi basses.

A l'opposé, la diode tunnel est d'emploi commode, n'étant pas refroidie et ne nécessitant qu'une alimentation en courant continu.

3. Rappel des propriétés des amplificateurs paramétriques

On sait que les amplificateurs paramétriques utilisent les propriétés de transfert d'énergie d'un signal sur un autre, lorsque le couplage des circuits est réalisé au moyen d'un élément réactif non linéaire. C'est l'absence de pertes, intrinsèque au processus d'amplification, qui rend la température de bruit propre extrêmement faible.

Les transferts d'énergie dans un amplificateur paramétrique se font entre deux signaux fournissant de l'énergie :

— le signal d'entrée,

— le signal de pompe.

et deux signaux sur lesquels on recueille ou on dissipe de l'énergie :

— le signal de sortie,

— le signal parasite (en anglais : idling).

On distingue trois types d'amplificateurs (fig. 1), suivant que l'énergie du signal de sortie est recueillie sur une fréquence :

— égale à la somme des fréquences du signal de pompe et du signal d'entrée : USUC (Upper Sideband Up Converter),

— égale à la différence des fréquences du signal de pompe et du signal d'entrée : LSUC (Lower Sideband Up Converter),

— égale à la fréquence du signal d'entrée.

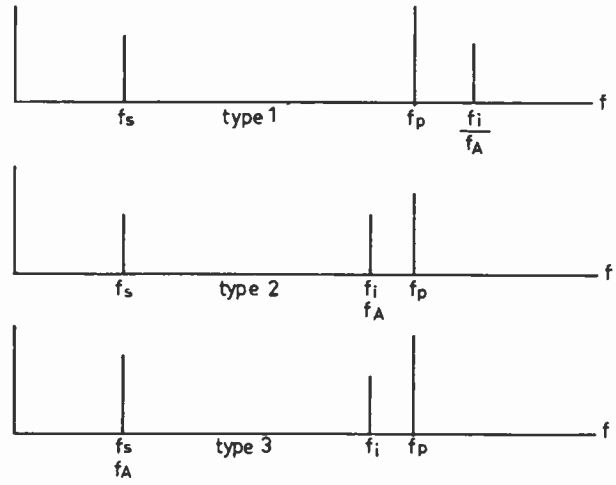


FIG. 1. — f_s = fréquence de signal d'entrée.
f_p = fréquence de pompe.
f_i = fréquence parasite (idling).
f_A = fréquence du signal de sortie amplifié.

Le premier type présente deux avantages :

— l'un théorique : il a une limite de bruit quantique inférieure aux autres,

— l'autre pratique : il est inconditionnellement stable,

et deux inconvénients :

— le gain maximal est donné par le rapport de la fréquence pompe à la fréquence signal d'entrée ; ce qui entraîne soit un gain faible, soit l'utilisation de fréquence de pompe élevée ;

— le signal de sortie est sur une fréquence beaucoup plus élevée que le signal d'entrée ce qui pose à nouveau le problème du bruit sur l'étage suivant.

Le deuxième type présente le même second inconvénient, sans en avoir aucun des avantages.

Le troisième type présente les inconvénients classiques des amplificateurs à résistance négative, mais l'avantage essentiel est de recueillir l'énergie sur la même fréquence que celle du signal d'entrée.

Pour séparer l'onde réfléchie (sortie) de l'onde incidente (entrée), il est nécessaire d'utiliser un circulateur.

Dans l'état actuel des gammes de fréquences employées en télécommunications, ce dernier type est le seul dont la réalisation, soit envisagée comme dispositif opérationnel.

4. Résultats en exploitation

L'amplificateur paramétrique est actuellement sorti du stade expérimental et est considéré comme un élément important d'amélioration du bilan de transmission dans les télécommunications radioélectriques.

A titre d'illustration, on peut citer la mise en service par la C.F.T.H. d'amplificateurs paramétriques sur un réseau troposphérique au Mozambique.

Depuis bientôt un an, il y a seize amplificateurs paramétriques en service sur les différents tronçons de ce réseau. Aucune diode n'a encore été changée.

Le réglage a été repris six mois après la mise en service et, en aucun cas, la température de bruit

n'était montée au-dessus de 300 °K (3 dB de facteur de bruit). Après reprise du réglage, tous les équipements ont retrouvé les caractéristiques initiales ci-après :

Gain	15 à 17 dB
Bande passante	15 à 25 MHz
Température	150 à 200 °K
Gamme de fréquence	830 à 960 MHz
Fréquence de pompe	11 000 MHz

Grâce à l'utilisation conjointe d'amplificateurs à tétrode de 1 kW, d'antennes de 20 m de diamètre, de réception à compression de fréquence, l'amplificateur paramétrique contribue à obtenir un multiplex téléphonique de 60 voies sur une distance de 1 000 km comportant, en particulier, deux bonds de 450 km. La qualité est conforme aux recommandations du C.C.I.R.-C.C.I.T.T.

La figure 2 montre les organes constitutifs de l'amplificateur paramétrique proprement dit : circulateur, pompe, diode et circuits hyperfréquences.

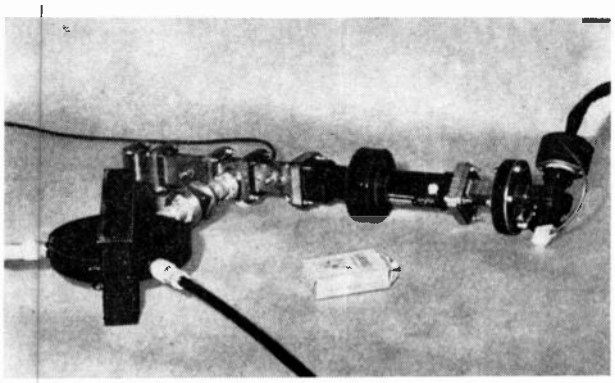


FIG. 2. — Montage sur table d'un amplificateur paramétrique. On distingue de gauche à droite le circulateur, les filtres, l'emplacement de la diode et le klystron de pompe.

La figure 3 montre le châssis complet comprenant l'amplificateur paramétrique, son alimentation et ses organes de contrôle, tension de polarisation de la diode et puissance de pompe.

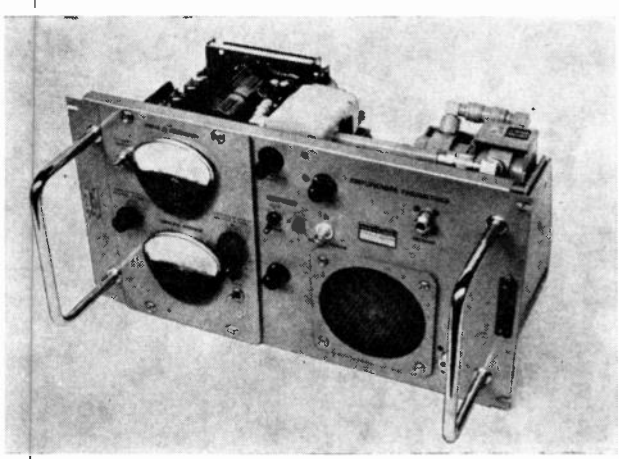


FIG. 3. — Amplificateur en service sur le faisceau hertzien du Mozambique.

La figure 4 met en évidence l'importance des éléments permettant l'amélioration du bilan de transmission dans des faisceaux hertziens transhorizon. Elle montre la disposition d'une baie comprenant deux récepteurs ; on voit que l'introduction de l'amplificateur paramétrique et de la compression de fréquence double largement le volume des équipements par rapport à un faisceau hertzien en visibilité.

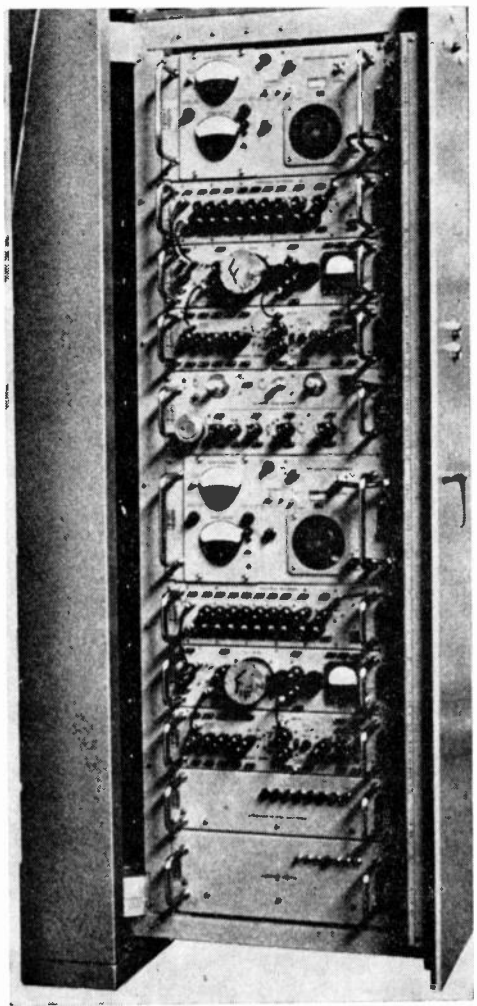


FIG. 4. — Vue d'un bâti contenant deux récepteurs montrant l'importance des dispositifs permettant la réception à faible bruit, de haut en bas :

- l'amplificateur paramétrique,
- l'amplificateur moyenne fréquence,
- le démodulateur à compression de fréquence (deux caissons),
- les oscillateurs locaux.

5. Eléments du développement

Les lignes principales du développement apparaissent dans les caractéristiques perfectibles des équipements actuellement opérationnels.

Elles peuvent se résumer comme suit :

— réduction de la température de bruit et accroissement de la fréquence du signal,

— accroissement de la bande passante.

Les techniques mises en œuvre sont variées et affectent les différents éléments du montage à des degrés divers suivant les performances recherchées :

— diodes paramétriques,

— circulateurs,

— circuits,

— refroidissement.

permettent actuellement d'escompter des températures qui vont de :

30 °K à 1 GHz à 300 °K à 16 GHz

en passant par :

70 °K à 4 GHz et 150 °K à 10 GHz.

Les bandes passantes restent dans des valeurs de 20 à 40 MHz, mais une des techniques les plus intéressantes est celle du refroidissement et pour mettre en évidence l'accroissement des performances avec la complexité de la réalisation, nous examinerons l'ordre de grandeur de la répartition des pertes entre les différents éléments d'un amplificateur fonctionnant à une fréquence de 4 GHz, supposé progressivement refroidi.

Répartition des pertes d'un amplificateur à 4 GHz refroidi progressivement

Mode de refroidissement	Diode	Circuit (°K)	Circulateur (°K)	Diode (°K)	Etage suivant (°K)	Total (°K)
non refroidi	Si ou	15	25	100	10	150
effet Peltier	AsGa	15	25	70	10	120
N_2 Liquide I	AsGa	15	25	30	10	80
II	AsGa	4	7	30	10	50
III	AsGa	9	7	30	2	43
IV	SbIn	4	7	10	2	23
hélium liquide				?		?

5.1. Température de bruit

Les différents éléments ayant toujours une interférence extrêmement étroite, nous développerons sur un exemple symbolique les caractéristiques d'un amplificateur type.

Les qualités de bruit en fonction de la fréquence d'entrée sont étroitement liées à l'optimisation de la fréquence de pompe, en fonction des caractéristiques de la diode et, en particulier, dépendent du facteur de mérite de la diode (fréquence de coupure, rapport de la capacité non linéaire à la capacité résiduelle $\frac{C_1}{C_0}$, dissipation maximale de la diode).

L'accroissement des performances ne sera, bien entendu, pas aussi simple que nous le verrons dans la présentation qui va suivre et chaque étape exigera une maîtrise accrue de l'ensemble des techniques, par exemple : circulateurs à très faible perte, fonctionnement des diodes à puissance de pompe et à fréquence optimale, etc.

Les amplificateurs opérationnels actuels auxquels correspondent des diodes au silicium et des klystrons de pompe relativement économiques, ont des caractéristiques de bruit qui vont de 140 °K à 1 GHz à 400 °K à 10 GHz.

Les améliorations des diodes (Si ou AsGa) et l'accroissement possible de la fréquence de pompe

L'examen de la 1re ligne montre que la contribution de la diode est la plus importante à la température ambiante.

Les lignes 2 et 3 montrent le gain obtenu en refroidissant la diode seule avec un dispositif à effet Peltier (200 °K) et à la température de l'azote liquide.

Les lignes 4 et 5 montrent le gain obtenu en refroidissant l'ensemble du montage et en ajoutant un étage suivant supplémentaire à faible bruit (amplificateur paramétrique non refroidi).

A ce stade, la contribution la plus importante est à nouveau celle de la diode, mais l'étude de nouveaux matériaux de diode (SbIn), inutilisables d'ailleurs à la température ambiante, nous permet d'espérer une température globale d'une vingtaine de degrés pour l'ensemble de l'amplificateur.

La dernière étape, refroidissement dans l'hélium liquide, placerait l'amplificateur paramétrique sur un pied d'égalité avec le maser, du moins en ce qui concerne les techniques cryogéniques.

Il paraît plus intéressant d'insister sur l'avant-dernière étape qui correspond à un avenir proche et est d'un intérêt particulier pour les applications, le refroidissement à l'azote liquide étant moins onéreux et plus facile à exploiter que celui à l'hélium.

5.2. BANDE PASSANTE

Nous verrons que, dans le domaine d'application envisagé, les problèmes de bandes ne sont généralement pas trop critiques, mais il serait injuste de ne pas mentionner les possibilités de développement dans ce domaine. On sait que la bande passante de l'amplificateur est liée à celle des circuits signal et parasites par la relation approchée :

$$B = k \frac{B_s \cdot B_i}{B_s + B_i}$$

qui est maximale lorsque $B_s = B_i$.

Le problème de la largeur de bande est donc lié aux circuits, plus précisément au couplage du circuit d'entrée, puisque la fréquence parasite est toujours très largement supérieure à celle du signal.

Lorsque les performances ne sont pas trop poussées l'accroissement de la bande de 5 à 10 % de la fréquence signal ne présente pas trop de difficultés, il n'en serait pas de même pour un amplificateur refroidi, à hautes performances, où les pertes des transmissions des quadripôles à large bande présentent une part plus importante dans la température globale.

6. Applications

L'article de M. HOUSSIN a montré que la température globale d'un ensemble de réception était la somme de celle de ses composants : ciel, antenne, amplificateur. Il ne servirait à rien de diminuer la température de l'amplificateur si celles de l'antenne et du ciel n'en faisaient pas autant.

C'est pour cette raison que l'amplificateur paramétrique à haute performance n'a pratiquement de l'intérêt que pour les applications spatiales, où l'antenne non seulement est intrinsèquement dite froide, mais est pointée dans une direction où la thermodynamique lui garantit une basse température d'équilibre.

La température globale équivalente d'un ensemble de réception est la somme de plusieurs termes :

T_E : température d'équilibre thermodynamique de l'espace dans la direction du lobe principal. A l'exception de la présence de radiosources (Soleil, Lune, etc.), cette température est voisine de 5 °K.

T_c : température équivalente due à la présence de l'atmosphère, de l'humidité et des précipitations. Entre 1 et 10 GHz, elle dépend peu de la fréquence, mais varie de manière importante avec les conditions météorologiques locales et surtout le pourcentage de temps pendant lequel la liaison doit être opérationnelle : elle peut varier de 10 à 100 °K.

T_A : température équivalente ramenée par les lobes parasites de l'antenne pointée vers la terre. Elle peut varier de 1 à 12 °K suivant le type d'antenne utilisée (cornet ou Cassegrain).

T_G : température équivalente due aux pertes dans les guides, coupleurs, etc., situés avant l'amplificateur.

A ces termes doit être ajoutée la contribution propre de l'amplificateur.

Dans ce cadre, la famille des amplificateurs paramétriques fournit des éléments dont le prix, les performances et la complexité d'installation présentent un éventail très large.

Seule une étude économique globale, en fonction des impératifs d'exploitation — pourcentage de temps de fonctionnement, conditions météorologiques locales, directivité du faisceau, angle de site au-dessus de l'horizon — permettra l'optimisation du rapport « gain de l'aérien/température globale de réception », rapport qui détermine les performances finales de la station de réception.

Le développement des télécommunications spatiales, tant en ce qui concerne les télécommunications par satellites que les liaisons avec les véhicules spatiaux de toutes espèces, garantit la place des amplificateurs paramétriques dans la réception à faible bruit.

En terminant, l'auteur tient à associer à cet exposé l'équipe d'ingénieurs de la C.F.T.H. qui travaillent au Département Télécommunications, tant à la mise au point des dispositifs opérationnels qu'à la recherche avancée : MM. ILTIS, MICHAUD et RUPPLI.

ÉTUDE DE LA TEMPÉRATURE DE BRUIT ET DE LA BANDE PASSANTE DES AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES A DIODES SEMICONDUCTRICES

PAR

Ph. VUILLAUME

Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité, Département Télécommunications (Marcoussis, S.-et-O.)

La température de bruit et le produit gain-bande sont les caractéristiques essentielles des amplificateurs paramétriques. Elles dépendent principalement du type de diode paramétrique employé et de la structure de l'amplificateur.

Nous ne considérons que les amplificateurs paramétriques non dégénérés, qui ramènent une résistance négative à la fréquence du signal. Nous étudions ici les performances que l'on peut atteindre, selon la diode utilisée, dans un amplificateur à 4 GHz. Nous examinons ensuite la structure de tels dispositifs en hyperfréquences et les méthodes employées pour élargir la bande d'amplification.

1. Performances des diodes paramétriques

Dans un projet d'amplificateur, la température de bruit, le gain et la bande que l'on désire obtenir guident le choix de la diode. C'est pourquoi nous avons voulu fixer sur un même graphique les performances que l'on peut escompter selon la diode utilisée.

Cette étude a été faite à partir des calculs théoriques de J.C. GREENE et E.W. SARD [1]. Nous rappelons tout d'abord les bases de ces calculs, menés à partir du schéma d'amplificateur de la figure 1.

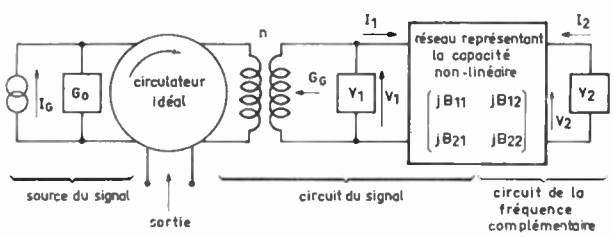


FIG. 1. — Schéma équivalent d'un amplificateur paramétrique fonctionnant avec un circulateur idéal.

Pour un amplificateur à la même température T_d que la diode, le rapport (T_e/T_d), le gain et le produit gain × bande s'expriment respectivement par :

$$\frac{T_e}{T_d} = \frac{G_{D_1}}{G_G} + \frac{f_1}{f_2}\left[1 + \frac{G_{D_1}}{G_G}\right] \tag{1}$$

$$K_0 = \frac{\dfrac{1+a}{1-a} - \dfrac{G_{D_1}}{G_G}}{1 + \dfrac{G_{D_1}}{G_G}} \tag{2}$$

$$K_0^{\frac{1}{2}}\beta = \left[\frac{1 - \dfrac{G_{D_1}}{G_G}}{1 + \dfrac{G_{D_1}}{G_G}} + a\right] \frac{1}{\dfrac{1}{\beta_1} + \dfrac{1}{\beta_2}} \tag{3}$$

avec

$$a = \frac{B_{12}B_{21}}{[G_{D_2} + G_i][G_G + G_{D_1}]} \tag{4}$$

Formules dans lesquelles les symboles utilisés sont les suivants :

f_1 : fréquence du signal,

f_2 : fréquence complémentaire,

f_c : fréquence de coupure de la diode,

f_d : fréquence de résonance-série de la diode,

$\dfrac{C_1}{C_0}$: rapport de non-linéarité de la diode pompée,

β, β_1, β_2 : bandes à 3 dB de l'amplificateur, du circuit du signal et du circuit de la fréquence complémentaire respectivement,

T_e : température équivalente de bruit de l'amplificateur,

T_d : température de la diode en fonctionnement,

G_G : conductance de la source du signal vue à travers le transformateur.

G_{D_1} et G_{D_2} : conductances de la diode aux fréquences f_1 et f_2 respectivement,

G_i : conductance de la charge du circuit de la fréquence complémentaire,

K_0 : gain en puissance de l'amplificateur, à l'accord des circuits du signal et de la fréquence complémentaire,

Y_1 : susceptance du circuit du signal,

Y_2 : susceptance du circuit à la fréquence complémentaire.

Pour limiter le cadre de l'étude, nous avons fixé les paramètres suivants :

a) fréquence du signal : 4 GHz,

b) gain : 17 dB,

c) circuit de la fréquence complémentaire chargé uniquement par la résistance série de la diode : $G_i = 0$,

d) coefficient de non-linéarité : $C_1/C_0 = 0{,}25$.

Nous avons choisi comme variables la fréquence de coupure f_c et la fréquence de résonance-série f_d de la diode. Ainsi, la diode est relativement bien définie : le coefficient C_1/C_0 que nous avons fixé à 0,25 est une valeur moyenne pour des diodes à l'arséniure de gallium et une valeur facilement accessible pour des diodes au silicium.

Le gain que nous avons fixé à 17 dB est une valeur courante. En effet, un gain plus faible détériore la température de bruit du récepteur dont l'amplificateur paramétrique constitue l'étage d'entrée et un gain trop grand risquerait d'amener l'amplificateur dans une zone d'instabilité.

Les fréquences f_c et f_d sont définies pour la tension de polarisation de fonctionnement de la diode (entre -1 et $-1{,}5$ V pour les diodes au silicium ; entre -2 et -4 V pour les diodes à l'arséniure de gallium). Elles peuvent être mesurées selon la méthode proposée par BERNARD C. DELOACH [2].

Il faut noter que le constructeur n'indique généralement qu'une valeur supérieure de l'inductance-série de la diode et la valeur de f_c à -6 V, laquelle est supérieure à celle de fonctionnement.

Les caractéristiques que nous avons fixées à l'avance en *b*), *c*) et *d*), la valeur de la fréquence de pompe et celle de la fréquence de coupure de la diode, ne sont pas indépendantes. En effet, les quatre quantités définies par :

$$x = 1 + \frac{G_G}{G_{D_1}} \quad (5) \qquad y = \frac{f_2}{f_1} \quad (6)$$

$$z = 1 + \frac{G_i}{G_{D_2}} \quad (7) \qquad r = \left[\frac{f_1}{f_c}\right]^2 \left[\frac{C_0}{C_1}\right]^2 \quad (8)$$

sont liées par la relation :

$$rxyz = \frac{1}{a} \quad (9)$$

a est voisin de 0,8 pour un gain de 17 dB et varie peu avec le rapport G_{D_1}/G_G. Par conséquent, si la fréquence de pompe est fixée, le rapport G_G/G_{D_1} est fonction de la fréquence de coupure f_c puisque tous les autres paramètres sont fixes.

Nous avons ainsi étudié deux cas :

1er *Cas.* La fréquence de pompe est définie par la condition de température de bruit optimale :

$$f_p = \left(\frac{C_1}{C_0}\right) f_c = 0{,}25\ f_c \ .$$

La figure 2 indique le rapport T_e/T_d et la bande à

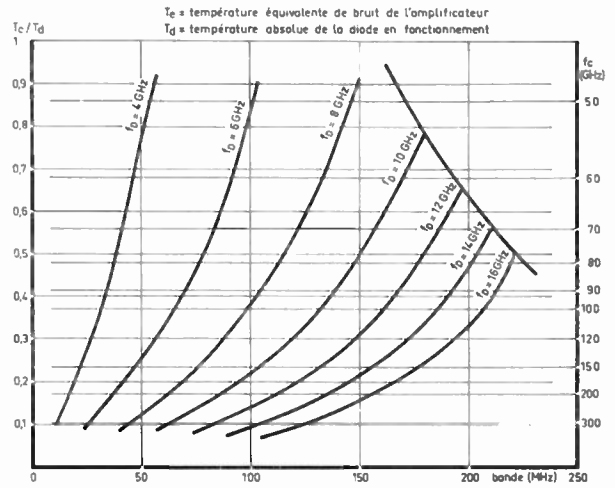


FIG. 2. — Amplificateur paramétrique 4 GHz ; gain 17 dB. Circuit de la fréquence complémentaire non chargé. $C_1/C_0 = 0{,}25$. Bande passante à 3 dB et température de bruit optimale en fonction de la fréquence de coupure f_c et de la fréquence de résonance série f_d de la diode.

3 dB que peuvent permettre des diodes définies par f_c et f_d. T_e/T_d est indépendant de f_d et décroît très rapidement lorsque f_c croît depuis de faibles valeurs.

La bande est fonction décroissante de f_c. Il existe une bande optimale pour des diodes à f_d donnée ; elle correspond au cas où f_2 et f_d sont identiques.

On voit que des diodes à haute fréquence de coupure entraînent des sources de pompe à fréquence très élevée et à stabilité ou puissance insuffisante pour le bon fonctionnement d'un amplificateur paramétrique.

C'est pourquoi nous avons étudié le cas où la fréquence de pompe était fixée.

2e *Cas.* La fréquence de pompe est fixée à 18 GHz (fig. 3).

Nous avons choisi 18 GHz parce que les klystrons classiques délivrent, pour des fréquences voisines de cette valeur, une puissance suffisante pour exciter une diode paramétrique.

Dans ce cas, une augmentation de la résistance-série de la diode (ou une diminution de la fréquence de coupure) entraîne évidemment une augmentation de la température de bruit, mais pas nécessairement une augmentation de la bande, surtout lorsque la

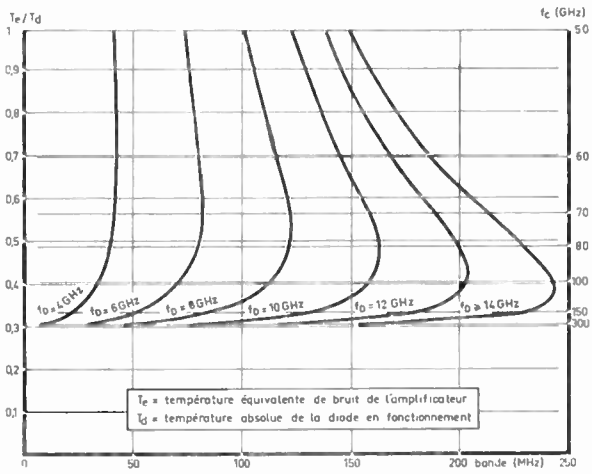


FIG. 3. — Amplificateur paramétrique 4 GHz ; gain 17 dB, fréquence pompe 18 GHz. Circuit de la fréquence complémentaire non chargé, $C_1/C_0 = 0{,}25$. Bande passante à 3 dB et température de bruit optimale en fonction de la fréquence de coupure f_c et de la fréquence de résonance-série f_d de la diode.

fréquence de résonance-série est élevée. De plus, on voit qu'il n'est pas nécessaire d'employer des diodes à fréquence de coupure supérieure à 120-150 GHz car on gagne peu sur la température de bruit et on perd beaucoup sur la bande. La limite de T_e/T_d, lorsque f_c augmente indéfiniment, est égale à f_2/f_1, soit 0,29 avec les paramètres choisis ici ; simultanément, la bande tend vers zéro.

Remarques

1° L'étude repose sur un schéma équivalent très simple de l'amplificateur. Seule la diode a une représentation correcte avec une très bonne approximation (fig. 4). Comme l'amplificateur est un montage hyper-

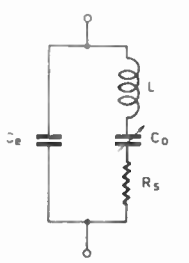


FIG. 4.

fréquence, il est difficile d'évaluer avec précision l'effet de tous les éléments tels que : filtres, pièges, monture de la diode, et de les transposer sur un schéma équivalent.

Ainsi, la bande du circuit de signal, calculée par GREENE et SARD, s'exprime par :

$$\beta_1 = \frac{G_G + G_{D_1}}{2\pi C_0} .$$

Cette formule est une application de la formule générale :

$$\text{Bande} = \frac{\text{Conductance}}{\pi \times (\text{pente de la susceptance})}$$

En fait, la susceptance considérée n'est pas constituée uniquement par la capacité C_0 et par une inductance d'accord, mais aussi par toutes les susceptances parasites citées plus haut ce qui, en général, n'améliore pas la bande. De plus, la bande peut être détériorée par la présence du transformateur d'entrée, lequel n'est pas apériodique s'il s'agit d'un transformateur quart d'onde.

Il faut donc souligner que ces graphiques ne donnent qu'un ordre de grandeur, assez proche de la réalité toutefois, des performances que l'on peut attendre d'une diode. En tout cas, ils permettent de comparer une diode à une autre.

2° Ces graphiques montrent l'importance de la fréquence de résonance-série de la diode sur la bande de l'amplificateur. Il convient donc d'apporter un soin particulier à la conception de la structure de l'amplificateur afin de réduire au minimum toutes les réactances parasites.

Celles-ci agissent, en général, comme une réduction de la fréquence de résonance-série et elles ont pour effet nuisible de réduire surtout la bande du circuit de la fréquence complémentaire.

Deux diodes d'un même lot peuvent donner des résultats très différents quant à la bande d'amplification. Cela tient au fait que le constructeur donne rarement avec précision la valeur de l'inductance-série qui comporte une certaine dispersion.

3° Si le rapport G_G/G_{D_1} est plus grand que celui imposé par la formule (9), le gain est diminué et la température de bruit est réduite. Il convient alors d'augmenter le pompage pour retrouver le gain désiré. De plus, le produit gain × bande est amélioré.

2. Etude du montage hyperfréquence d'un amplificateur paramétrique

Un tel amplificateur mettant en jeu plusieurs fréquences, dont les seules intéressantes sont celles de la pompe, du signal et de la fréquence complémentaire, il convient avant tout, dans une étude, de rendre indépendants les accords relatifs à chacune d'elles. Cela peut se faire en isolant les dispositifs d'accord des circuits communs aux trois fréquences à l'aide de filtres ou de pièges. Pour obtenir les caractéristiques calculées en première partie, il faut essayer de se rapprocher au mieux du schéma équivalent très simple de la figure 1, en y ajoutant un circuit relatif à la fréquence de la pompe.

2.1. CIRCUIT DE POMPE

C'est un circuit à bande étroite puisqu'il s'agit d'exciter la diode à une fréquence unique. Il n'y a à résoudre qu'un problème d'adaptation. La diode étant à faible impédance, il convient d'employer un guide plat pour acheminer la puissance de pompe. On diminue ainsi l'impédance caractéristique de l'onde. L'accord peut se faire à l'aide d'un court-circuit mobile.

Pour obtenir le maximum de non-linéarité, il est nécessaire que la diode se trouve à un ventre de tension. Si l'on dispose d'une puissance de pompe suffisante, on peut employer un guide ordinaire, la diode étant alors fixée sur un iris capacitif.

2.2. Circuit du signal

Il semble difficile de réaliser en hyperfréquences un circuit aussi simple que celui de la figure 5 qui a servi aux calculs de la première partie.

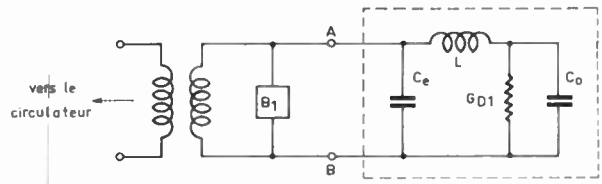


Fig. 5. — Schéma du circuit du signal.

La partie encadrée du schéma représente la diode dont A et B sont les bornes. La réactance réglable B_1 (capacité ou inductance simple) sert à réaliser l'accord du circuit.

Le signal entrant par une ligne coaxiale dans le dispositif, son circuit est généralement du type coaxial. On peut utiliser le montage de la figure 6.

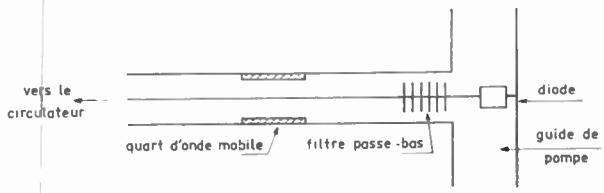


Fig. 6. — Schéma possible du circuit du signal.

La diode est montée à l'extrémité de la ligne coaxiale et dans le guide de pompe. Ce guide étant à la coupure pour le signal, celui-ci ne s'y propage pas. Afin de rendre l'accord du signal indépendant de celui des deux autres circuits, on dispose un filtre passe-bas.

L'accord se fait en positionnant convenablement le transformateur quart d'onde : la portion de ligne située entre ce transformateur de la diode constitue la réactance d'accord.

L'impédance caractéristique du quart d'onde doit être déterminée avec soin, car elle fixe le rapport G_G/G_{D_1}, qui est un facteur important pour l'obtention d'une bonne température de bruit et du meilleur produit : gain × bande.

2.3. Circuit de la fréquence complémentaire

Le problème est aussi délicat que pour le circuit du signal. Un schéma équivalent simple du circuit est celui de la figure 7. B_2 représente une réactance simple d'accord.

En hyperfréquences, le circuit est une cavité du type guide ou coaxial, dont la diode constitue un élément.

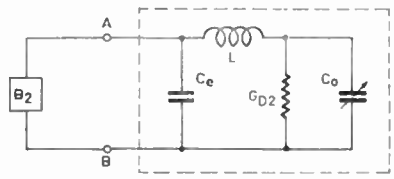


Fig. 7. — Schéma équivalent du circuit de la fréquence complémentaire.

Le principal inconvénient de ce circuit est qu'on ne peut y avoir accès directement pour y faire des mesures Si la fréquence complémentaire est suffisamment éloignée de la fréquence de pompe, on peut employer comme guide de pompe un guide à la coupure pour la fréquence complémentaire. Ainsi la séparation des deux circuits est aisément réalisée.

Dans le cas contraire, on est obligé d'employer des filtres pour isoler les deux circuits. On peut utiliser. par exemple, le schéma de la figure 8.

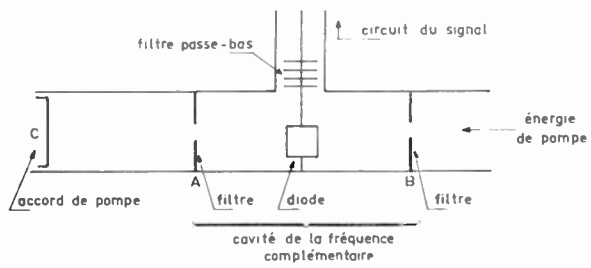


Fig. 8. — Coupe du circuit de la fréquence complémentaire.

Les filtres A et B se comportent comme des courts-circuits pour la fréquence complémentaire et laissent passer la fréquence de pompe. Le court-circuit mobile C sert à l'accord de la pompe.

L'accord du circuit de la fréquence complémentaire se fait en situant convenablement les filtres par rapport à la diode. Un accord plus fin peut se faire soit en faisant varier la polarisation de la diode, soit à l'aide d'une vis pénétrant dans la cavité et constituant une réactance d'appoint.

En ce qui concerne le découplage du circuit du signal, on peut envisager, au lieu du filtre passe-bas, deux pièges : l'un à la fréquence de pompe, l'autre à la fréquence complémentaire. Ce dernier, situé à $\lambda_2/2$ de la diode, ramène, en série avec celle-ci, un circuit L-C série à grande pente, ce qui entraîne une diminution de la bande du circuit de la fréquence complémentaire et, par suite, de la bande de l'amplificateur. On a pu ainsi observer une bande d'amplification à 3 dB de 50 MHz avec le filtre passe-bas, et de 30 MHz avec les pièges, les autres conditions de fonctionnement étant identiques.

Pour éviter l'emploi de filtres ou de pièges, il a été proposé d'utiliser la symétrie électrique entraînée par deux diodes conjuguées, montées en opposition [3].

Les filtres de pompe ont, sur la bande, un effet semblable à celui des pièges, mais il est difficile de s'en passer dans un tel type d'amplificateur.

3. Procédés d'élargissement de la bande d'amplification

Nous avons vu que la structure hyperfréquence d'un amplificateur paramétrique, est assez différente des circuits simples que l'on emploie généralement pour les calculs théoriques.

L'adjonction des dispositifs de séparation des circuits et les propriétés des éléments à constantes réparties employés en hyperfréquences ont pour effet de diminuer la bande des circuits du signal et de la fréquence complémentaire et, par suite, la bande de l'amplificateur dans des proportions allant de 30 à 50 %.

L'influence sur la température de bruit est moindre, car on peut réduire au minimum les pertes des circuits et les rendre faibles devant les pertes admises de la diode.

Avec des diodes de fréquence de coupure de l'ordre de 80 GHz au point de fonctionnement, on a mesuré des températures de bruit de l'ordre de 160 °K, l'amplificateur étant à la température ambiante (290 °K). Le rapport T_e/T_a reste à peu près constant lorsque T_a varie : on a obtenu des températures de bruit environ quatre fois moindre lorsque l'amplificateur est à la température de l'azote liquide.

Différents procédés ont été proposés pour élargir la bande d'amplification :

1° Dès l'apparition des amplificateurs paramétriques, on a étudié la réalisation d'amplificateurs à ondes progressives, mais ce procédé présente plus d'inconvénients que d'avantages. En effet, il exige d'autant plus de diodes identiques que l'on désire un gain plus élevé. Chacune ne contribue que faiblement au gain global et apporte son bruit propre. Le réglage en est très délicat. Il permet des bandes de l'ordre de 20 % de la fréquence centrale amplifiée, mais sa température de bruit est plus élevée que celle de l'amplificateur simple. Un de ses avantages est d'être unilatéral, donc de ne pas exiger l'emploi d'un circulateur.

2° Le procédé le plus simple consiste à charger le circuit de la fréquence complémentaire, aux dépens, bien entendu, de la température de bruit. Il présente l'avantage de permettre de réaliser un circuit du type TCHEBYCHEFF [4] à très large bande, à l'aide de circuits réactifs supplémentaires. Une étude menée sur un tel type d'amplificateur nous a permis d'observer des courbes de réponse amplitude-fréquence semblables à celles prévues par la théories de GETSINGER et MATTHAEI.

Pour un gain de 17 dB, on a pu ainsi améliorer la bande à 3 dB de 70 à 150 MHz avec un creux de 3 dB à mi-bande. La température de bruit passait de 160 °K à 250 °K (amplificateur à la température ambiante). La cavité de la fréquence complémentaire était alors mi-coaxial, mi-guide. L'inconvénient de ce procédé est d'exiger un réglage assez délicat. On a même pu observer, simultanément, deux bandes d'amplification distinctes, écartées de plusieurs centaines de mégahertz et larges chacune de plusieurs dizaines de mégahertz.

3° Un autre procédé consiste à utiliser une diode plus dissipative, mais on a vu qu'on ne peut l'employer dans tous les cas, car il peut, au contraire, en résulter une diminution de bande (à fréquence de pompe fixe). Dans le cas où son emploi est possible, on peut se demander lequel des deux procédés (charge extérieure ou diode plus dissipative) entraîne la meilleure température de bruit. Si on dispose d'une réserve suffisante de puissance de pompe (ou si le rapport C_1/C_0 n'est pas à son maximum), le procédé de la charge externe est préférable.

4° La comparaison des figures 2 et 3 indique un autre procédé si on dispose de diverses fréquences de pompe. Désignant par f_{opt} la fréquence de pompe correspondant à $(T_e/T_a)_{opt}$, on voit, en effet, que l'on peut améliorer la bande, surtout pour des diodes à haute fréquence de résonance-série, si la fréquence de pompe est inférieure à f_{opt}, et cela, une fois encore, aux dépens de la température de bruit. On remarque aussi que, si la fréquence de pompe est supérieure à f_{opt}, on perd à la fois sur la température et sur la bande.

5° GETSINGER et MATTHAEI [4] ont proposé de réduire la variation de la partie réactive de l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Pour cela, on met en série avec l'impédance d'entrée, un circuit *L-C* série ayant une pente de réactance appropriée. Nous avons mis ce procédé en œuvre, à l'aide d'un dispositif semblable à celui d'une adaptation à deux ou plusieurs tronçons, sur un amplificateur dont les caractéristiques étaient les suivantes :

— Gain : 17 dB.

— Bande à 3 dB : 50 MHz.

— Circuit de la fréquence complémentaire à bande étroite.

Le circuit de compensation augmente la bande de 35 MHz, pour le même gain et avec une puissance de pompe légèrement supérieure (fig. 9). La courbe

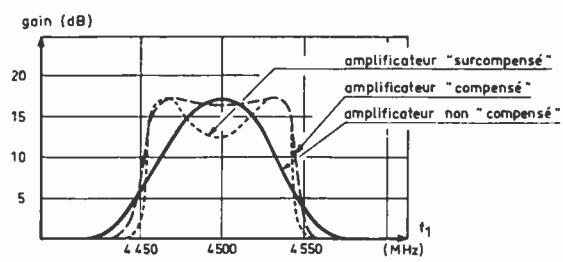


FIG. 9. — Elargissement de la bande par compensation du circuit du signal.

de réponse amplitude-fréquence présentait alors un creux inférieur à 1 dB. En augmentant la pente de la réactance du circuit de compensation, ce creux s'accentuait et atteignait plusieurs décibels sans modification appréciable de la bande.

Ce dispositif n'agit, en effet, que sur le circuit du signal et la bande d'amplification était limitée par celle du circuit de la fréquence complémentaire. Cela entraînait alors une courbe de réponse à flancs très abrupts.

C'est ce procédé qui dégrade le moins la température de bruit car il n'ajoute pas de pertes appréciables dans le dispositif.

4. Conclusion

En conclusion, nous pouvons affirmer que le choix de la diode est le problème principal lors de l'étude d'un amplificateur paramétrique, surtout en ce qui concerne la bande d'amplification. L'élargissement de cette bande s'obtient difficilement sans augmenter la température de bruit. La qualité des diodes proposées par les constructeurs s'améliorant continuellement, il est probable que l'on arrivera facilement à concilier les deux problèmes de la bande et de la température de bruit, et cela, dans une gamme de fréquences beaucoup plus étendue que celle où fonctionnent actuellement les amplificateurs paramétriques.

BIBLIOGRAPHIE

[1] GREENE J.C. and SARD E.W. — Optimum noise and gain-bandwith performance for a practical one-port parametric amplifier. *Proceedings of the IRE.* September 1960, p. 1583.

[2] BERNARD C., DELOACH. — A new microwave measurement technique to characterize diodes and an 800 Gc cutoff frequency varactor at zero volts bias. *I.E.E.E. Transactions on M.T.T.* January 1964, p. 15.

[3] LOMBARDO Peter P. — Amplificateurs paramétriques à refroidissement cryogénique et à faible bruit. Notice technique.

[4] GETSINGER W.J. and MATTHAEI G.L. — Some aspects of the design of wide band up-converters and nondegenerate parametric amplifiers. *I.E.E.E. Transactions on M.T.T.*, January 1964, p. 77.

LES RÉCEPTEURS A DIODES TUNNEL AUX HYPERFRÉQUENCES

PAR

J.M. COLIN

Ingénieur au
Laboratoire Central de Télécommunications

1. Introduction

La recherche de récepteurs à faible bruit fonctionnant à des fréquences supérieures à 1 000 MHz a donné naissance à toute une gamme d'amplificateurs : tubes à ondes progressives, amplificateurs paramétriques, masers, dont les facteurs de bruit vont de 0,2 à 7 dB. Toutefois ces récepteurs se caractérisent par des puissances consommées importantes, de 10 à 100 W, par l'utilisation de tubes à durée de vie faible, tubes à progression d'ondes (T.P.O.) ou klystrons, et, pour le maser, par la nécessité d'un fonctionnement à la température de l'hélium liquide. C'est une limitation à leur utilisation lorsque la puissance disponible d'alimentation est faible, comme dans les équipements spatiaux ou aéroportés.

La découverte de l'effet tunnel dans les jonctions *p-n* étroites, par Leo ESAKI en 1957, a ouvert le domaine des hyperfréquences aux semiconducteurs. L'effet tunnel n'ayant aucune limitation en fréquence, la réalisation de diodes tunnel utilisables à des fréquences atteignant 30 000 MHz est possible et sort actuellement du domaine du laboratoire. Le bruit engendré par ces diodes tunnel est faible, permettant d'obtenir des facteurs de bruit compris entre 3 et 6 dB ; la puissance d'alimentation requise est de l'ordre du milliwatt, l'encombrement est très réduit.

Elément à résistance négative et non linéaire en fonction de la tension de polarisation, la diode tunnel est utilisable en amplificateur ou en mélangeur, l'onde locale pouvant être fournie par un oscillateur lui-même à diode tunnel.

Une étude portant sur la réalisation et les performances possibles des récepteurs à diodes tunnel est poursuivie au Laboratoire Central de Télécommunications dans le cadre d'un marché passé avec la Direction des Recherches et Moyens d'Essais.

2. La diode tunnel : principe et réalisation

2.1. EFFET TUNNEL

L'effet tunnel est le processus par lequel une particule, obéissant aux lois de la mécanique quantique, disparaît d'un côté d'une barrière de potentiel pour apparaître instantanément de l'autre côté alors qu'elle ne possède pas l'énergie suffisante pour la traverser.

Dans le cas d'une jonction *p-n*, la barrière de potentiel est constituée par la région de charge d'espace. L'effet tunnel n'apparaît que dans le cas où le diagramme des bandes d'énergie a l'allure représentée sur la figure 1. Leo ESAKI [1] a montré le premier que

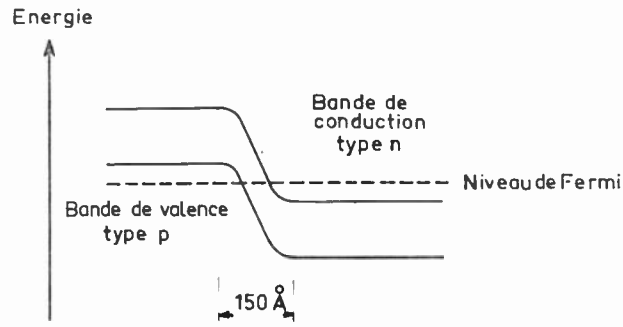


FIG. 1. — Diagramme des énergies pour une jonction *p-n* non polarisée.

cela n'était réalisable que dans le cas de jonctions étroites, de moins de 150 Å et pour des zones *p* et *n* très fortement dopées.

La caractéristique courant-tension d'une telle jonction est représentée sur la figure 2. Dans la zone I,

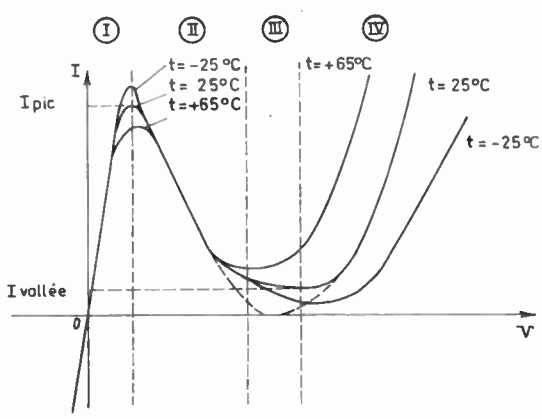


FIG. 2. — Caractéristique courant-tension de la diode tunnel.

le courant est dû uniquement à l'émission du champ électrique interne très élevé. Dans la zone II, l'effet tunnel provoque un courant de porteurs majoritaires traversant la jonction à la vitesse de la lumière.

Le zone III devrait être une région de courant nul, cependant, il y apparaît, en pratique, un courant excédentaire dont l'origine est probablement une émission de photons ou de phonons au niveau de la jonction. La zone IV est la région où les porteurs minoritaires ont suffisamment d'énergie pour sauter la barrière de potentiel réduite par la polarisation extérieure, la caractéristique est alors celle d'une diode classique.

En fonction de la température, la caractéristique se déforme avec toutefois cette particularité remarquable : la pente de la zone II ne varie pas. Autrement dit, la résistance négative a une valeur indépendante de la température, fait particulièrement intéressant pour l'utilisation en amplificateur.

2.2. Réalisation de la diode tunnel

Une jonction étroite constituée par des zones fortement dopées présente une capacité élevée par unité de surface. Afin de diminuer cette capacité, la jonction est réduite, par attaque chimique, jusqu'à un diamètre allant de 10 à 500 μ.

La jonction doit être maintenue mécaniquement par le boîtier, la connexion électrique étant assurée par un fil souple pour éviter toute contrainte mécanique. La diode, vue en coupe, est représentée sur la figure 3. La figure 4 montre des diodes tunnel en boîtiers « pilule » et « micropilule ».

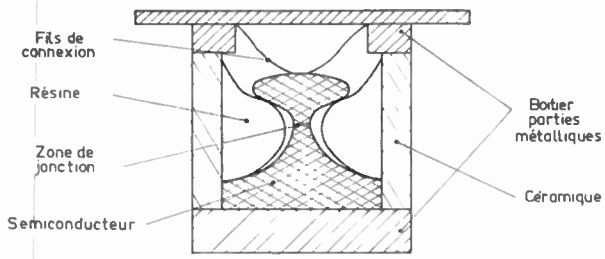


Fig. 3. — Diode tunnel, vue en coupe.

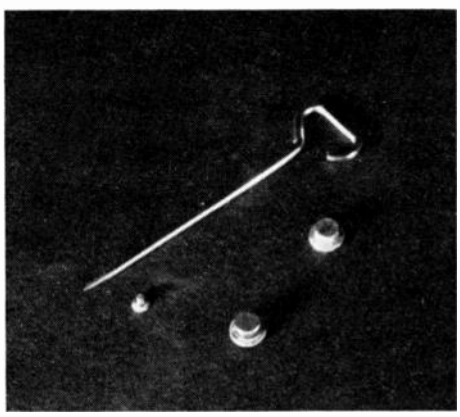


Fig. 4. — Diodes tunnel en boîtiers « Pilule » et « Micropilule ».

Polarisée dans la zone II, la diode tunnel est équivalente à un réseau représenté par la figure 5 où :

— R_D est la résistance négative,

— C_j la capacité de la jonction,

— C_B la capacité du boîtier,

— R_S la résistance série due au semiconducteur entre la jonction et les soudures de connexion.

— L_S l'inductance série due principalement au fil de connexion entre la tête de la diode et le boîtier.

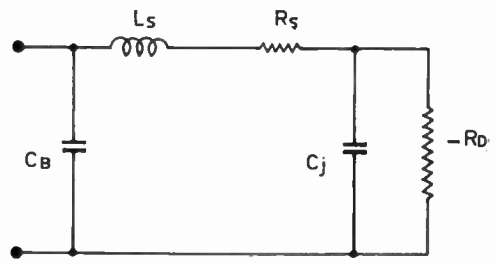


Fig. 5. — Circuit équivalent.

La limitation en fréquence est due aux éléments parasites, l'effet tunnel se produisant à la vitesse de la lumière. La fréquence de coupure résistive f_c est définie comme la fréquence à laquelle la partie réelle de l'impédance de la diode devient positive. Elle a pour valeur :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_D C_j} \sqrt{\frac{R_D}{R_S} - 1} \ .$$

La capacité de jonction varie en fonction de la tension de polarisation, comme pour toutes les diodes. En fait, celle-ci est mesurée au point de vallée, ce qui conduit à une valeur très légèrement pessimiste de la fréquence de coupure.

Les faibles dimensions de la jonction impliquent une grande fragilité de celle-ci, tant au point de vue mécanique qu'électrique, d'autant plus que la fréquence de coupure est plus élevée. En particulier, le courant dans la jonction ne doit pas dépasser dix fois le courant de pic, ce qui correspond à une tension de polarisation maximale de 0,6 V pour une diode au germanium.

2.3. Sources de bruit

Le bruit produit par une diode tunnel a deux origines :

— Bruit thermique dû à la résistance série.

— Bruit de grenaille dû au courant traversant la diode. Le courant équivalent de bruit I_e est défini à partir du générateur équivalent par :

$$|i_d^2| = 2qI_eB \ ,$$

q : charge de l'électron,

B : bande passante du récepteur.

Il a pour valeur [3] :

$$I_e = |I| \frac{1+e^{-\frac{qV}{KT}}}{1-e^{-\frac{qV}{KT}}},$$

K : constante de Boltzmann,

T : température absolue de la diode,

V : tension de polarisation,

I : courant continu dans la diode.

Ce courant équivalent de bruit est minimal dans la zone de vallée.

3. Mélangeurs à diode tunnel

3.1. Performances théoriques

Le facteur de bruit élevé des mélangeurs à diode est dû à la perte de conversion de ces circuits, de l'ordre de 5 à 7 dB. En effet, le gain en puissance G_P d'un tel mélangeur a pour valeur [4] :

$$G_P = \frac{16\, G_0^2 G_g G_l}{(G_0^2 - 4\bar{G}_1\bar{G}_2)^2} \qquad \bar{G}_1 = G_g + G', \quad \bar{G}_2 = G_l + G',$$

G_g : conductance de source, fréquence signal,

G_l : conductance de charge, moyenne fréquence,

G_0 : conductance de conversion équivalente à la diode,

G' : conductance fixe de la diode.

Le gain en puissance est inférieur à un du fait que, pour les diodes à pointes, les relations suivantes sont satisfaites :

$$G' > 0 \quad \text{et} \quad G' > \frac{G_0}{2}.$$

Ce n'est pas le cas pour les diodes tunnel pour lesquelles ces deux inégalités peuvent être inversées.

Les sources de bruit sont identiques pour toutes les diodes.

Des études théoriques complètes du mélangeur à diode tunnel ont été faites par de nombreux auteurs [5, 6, 7]. Elles montrent que le facteur de bruit minimal a pour valeur :

$$F = 1 + \frac{qI_e}{2KT_0G_g}.$$

Soit pour une diode tunnel au germanium, 4 à 5 dB.

3.2. Réalisation expérimentale

L'étude d'un mélangeur à diode tunnel a été réalisée au Laboratoire Central de Télécommunications. Elle a permis de vérifier les résultats théoriques et elle a mis en évidence certains inconvénients de ce type de mélangeur, tels que :

— La nécessité d'une ligne unidirectionnelle à l'entrée du mélangeur pour éviter les instabilités dues à la résistance négative d'entrée.

— La puissance de l'onde locale et la polarisation de la diode doivent être très stables.

— La variation très importante des caractéristiques allant jusqu'à l'oscillation, en fonction de la température.

Il est possible d'augmenter la stabilité en consentant une légère perte sur les performances. Le mélangeur

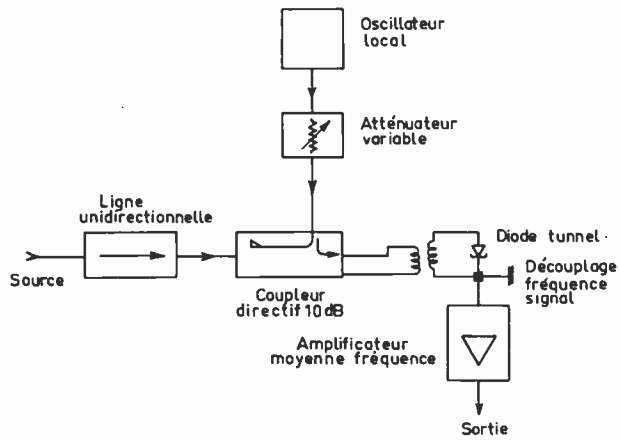


Fig. 6. — Mélangeur à diode tunnel.

expérimental, conforme au diagramme de la figure 6, a les caractéristiques suivantes :

Fréquence signal	1 300 MHz
Fréquence de l'onde locale	1 360 MHz
Puissance de l'oscillateur local	50 μW
Bande passante totale	15 MHz
Facteur de bruit total	6 dB

(Facteur de bruit de l'amplificateur moyenne fréquence à transistors 4 dB).

Les réglages sont délicats et très sensibles aux conditions d'ambiance. D'autre part, le niveau de saturation est de —55 dB sous 1 mW ; par contre la puissance nécessaire d'onde locale est très faible.

En regard de la simplicité et des performances des amplificateurs à diode tunnel, le mélangeur est peu intéressant.

4. Amplificateurs à diode tunnel

4,1. Etude théorique

L'amplificateur à résistance négative s'utilise en réflexion, associé à un circulateur qui sépare l'onde incidente de l'onde réfléchie. Il est représenté sur la figure 7.

Soit :

G_c : admittance caractéristique du circulateur,

G_D : conductance négative de la diode tunnel,

G_1 : conductance parallèle équivalente à la résistance série de la diode tunnel,

$$G_1 = G_D \frac{(R_D - R_S)\omega^2/\omega_c^2 - R_S}{R_D - R_S + R_S\omega^2/\omega_c^2}.$$

Le coefficient de réflexion à la porte 2 s'écrit :

$$\rho = \frac{G_c - (G_1 - G_D)}{G_c + (G_1 - G_D)}.$$

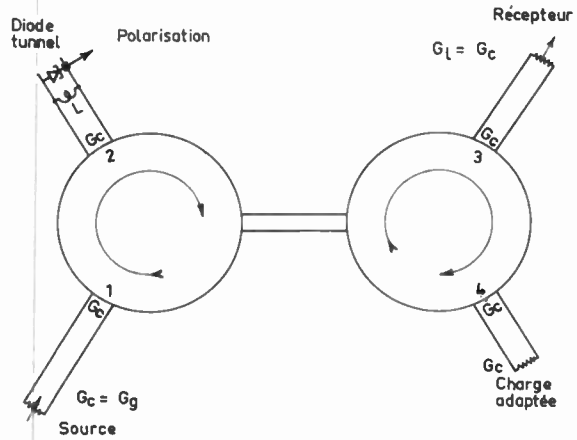


FIG. 7. — Amplificateur à diode tunnel.

La puissance incidente étant P_i, la puissance réfléchie P_R a pour valeur :

$$P_R = |\rho^2| P_i \ ,$$

P_i est défini comme la puissance disponible à la source.

Le gain en puissance de l'amplificateur s'écrit alors :

$$G_P = \frac{P_R}{P_i} = |\rho^2|,$$

$$G_P = \left(\frac{G_c + G_D - G_1}{G_c + G_1 - G_D} \right)^2.$$

Ce gain est d'autant plus grand que G_c est proche, par valeur supérieure, de $|G_1 - G_D|$. Sauf dans certains cas en bande X, l'inductance série a peu d'influence car on peut l'inclure dans l'inductance d'accord.

Le circuit accordé, associé à la diode tunnel, est donc constitué par l'inductance d'accord L et la capacité C_T, somme des capacités de jonction et de boîtier. La conductance d'amortissement est la somme de la conductance de la ligne, G_c, et de celle de la diode $G_1 - G_D$. La bande passante B est donc celle d'un circuit à accord unique :

$$B = \frac{f_0}{Q_0},$$

avec :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_T L}},$$

$$Q_0 = \frac{1}{G_c + G_1 - G_D} \sqrt{\frac{C_T}{L}}$$

d'où :

$$B = \frac{G_c + G_1 - G_D}{2\pi C_T}.$$

Le produit gain × bande passante se déduit des relations précédentes :

$$(G_P)^{\frac{1}{2}} \times B = \frac{G_c + G_D - G_1}{G_c + G_1 - G_D} \frac{G_c - G_D + G_1}{2\pi C_T},$$

$$(G_P)^{\frac{1}{2}} \times B = \frac{G_c + G_D - G_1}{2\pi C_T}.$$

L'expression ci-dessus n'est valable que lorsque les conductances de la source et de la charge sont indépendantes de la fréquence.

Mais en fait, les variations d'admittance de la porte 2 du circulateur en fonction de la fréquence peuvent modifier profondément la réponse en fréquence. D'autre part, l'utilisation d'une ligne court-circuitée comme inductance d'accord réduit légèrement la bande passante.

Les conditions de stabilité d'un tel amplificateur sont déterminées en calculant les pôles et zéro du circuit constitué par l'amplificateur [8].

Elles s'écrivent alors :

$$|G_D| < G_c + G_1, \qquad \frac{R_S}{R_D} < 1, \qquad L_S < R_S R_D C_j \ .$$

La première expression est la condition de non-oscillation sinusoïdale, la deuxième exprime la possibilité d'amplification, la troisième représente la limite des oscillations de relaxation.

4.2. Facteur de bruit

Les sources de bruit sont :

— Le générateur qui donne, sur la charge, une puissance de bruit de :

$$P_B = G_P K T B.$$

— La jonction de la diode tunnel qui donne, sur la charge, un bruit de grenaille :

$$P_{B_D} = 2qI_c B \frac{G_c}{(G_c + G_1 - G_D)^2}$$

— La résistance série de la diode engendre un bruit thermique et donne sur la charge :

$$P_{B_R} = KTB \frac{4G_1 G_c}{(G_1 + G_c - G_D)^2}.$$

Le facteur de bruit est égal à :

$$F = \frac{P_B + P_{B_D} + P_{B_R}}{P_B},$$

soit :

$$F = 1+4G_c \frac{\dfrac{qI_e}{2KT} + G_1}{(G_c+G_D-G_1)^2}.$$

Afin de mettre en évidence les différents éléments, le gain en puissance est supposé élevé : $G_D = G_c + G_1$ et G_1 remplacé par son expression du paragraphe 4.1.

Le facteur de bruit limite s'écrit alors :

$$F = 1 + \frac{1}{1-\omega^2/\omega_c^2}\left[\frac{qI_eR_D}{2KT_0} + \left|\frac{(R_D+R_S)\omega^2/\omega_c^2 - R_S}{R_D}\right|\right].$$

D'autre part, le circulateur introduit une atténuation A entre les portes 1 et 2, et le facteur de bruit des étages placés derrière l'amplificateur est F_R.

Le facteur de bruit total s'écrit alors :

$$F_T = 1 + \frac{1}{A} \times \frac{1}{1-\omega^2/\omega_c^2}\left[\frac{qI_eR_D}{2KT_0} + \left|\frac{(R_D+R_S)\omega^2/\omega_c^2 - R_S}{R_D}\right|\right] + \frac{F_R-1}{AG_P}.$$

Pour minimaliser le facteur de bruit, il faut tout d'abord choisir une diode ayant une fréquence de coupure résistive égale au moins à trois fois la fréquence d'accord, et une résistance série faible :

$$F_T = 1 + \frac{1}{A}\left(\frac{qI_eR_D}{2KT_0} + \frac{F_R-1}{G_P}\right),$$

R_D augmente, donc le produit gain × bande passante diminue, lorsque I_o, donc I_e, diminue. Le produit I_eR_D a donc une valeur optimale en fonction de la tension de polarisation, qui a lieu pour un courant continu I légèrement inférieur à $I_{plc}/2$. Ce produit dépend du matériau semiconducteur ; il est décroissant dans l'ordre : arséniure de gallium, germanium, antimoniure de gallium :

AsGa : $\dfrac{qI_eR_D}{2KT_0} \approx 2{,}3$

Ge : $\dfrac{qI_eR_D}{2KT_0} \approx 1{,}4$

SbGa : $\dfrac{qI_eR_D}{2KT_0} \approx 0{,}9$

Soit pour une atténuation A de 0,93 (0,3 dB), un facteur de bruit du récepteur F_R de 10 et un gain en puissance de 30 :

F_T (AsGa) = 3,8 soit 5,8 dB
F_T (Ge) = 2,8 soit 4,5 dB
F_T (SbGa) = 2,3 soit 3,5 dB.

4.3. Amplificateur symétrique avec un coupleur hybride

La séparation entre l'onde incidente et l'onde réfléchie peut être réalisée en utilisant les propriétés du coupleur hybride.

Deux diodes tunnel identiques, accordées à la même fréquence, sont placées aux portes 2 et 3 d'un coupleur hybride, comme il est montré sur la figure 8.

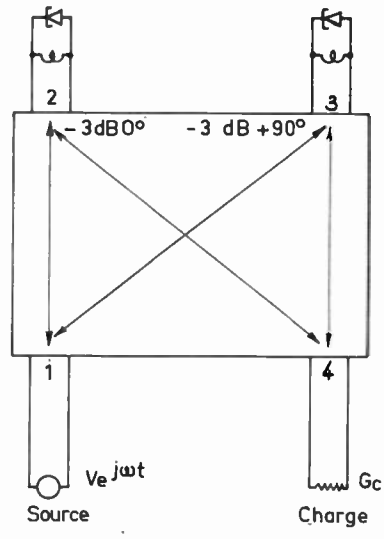


Fig. 8. — Amplificateur symétrique à diodes tunnel avec un coupleur hybride.

Toute la puissance disponible au générateur se retrouve sur la charge multipliée par $|\rho^2|$, ρ étant le coefficient de réflexion aux portes 2 et 3.

Le gain en puissance s'écrit donc :

$$G_P = |\rho^2|,$$

c'est le même que dans le cas d'un amplificateur avec circulateur.

Une étude plus détaillée [2 et 9] montre que la bande passante est supérieure à celle calculée ci-dessus et que le facteur de bruit est identique à condition que la source soit parfaitement adaptée, il se détériore rapidement lorsque le coefficient de réflexion à la source augmente.

Les réglages délicats et la difficulté d'adaptation des sources usuelles, telle que les antennes, restreignent l'emploi de ces amplificateurs. Par contre, ils sont remarquablement stables en fonction de la température du fait de l'absence de circulateur.

4.4. Réalisations expérimentales

Les figures 9, 10 et 11 représentent des amplificateurs à diode tunnel en bande L, S et X réalisés au Laboratoire Central de Télécommunications. Des amplificateurs à diodes tunnel ont été réalisés pour des fréquences allant jusqu'à 10 000 MHz par les firmes Microstate (μState) ou Microwave Associates (M.A.).

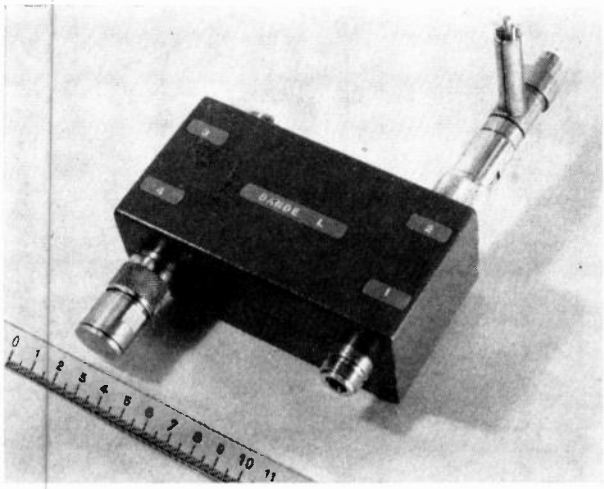


FIG. 9. — Amplificateur à diode tunnel en bande L.

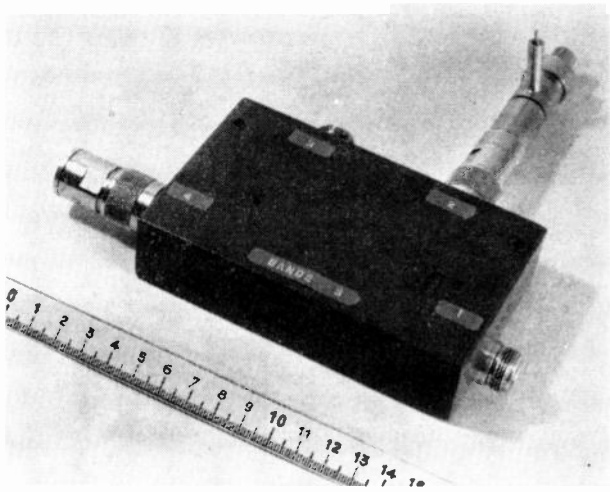


FIG. 10. — Amplificateur à diode tunnel en bande S.

Les caractéristiques sont présentées dans le tableau suivant :

Diode	Ge	Ge	Ge	GaSb	Ge	AsGa
Type	Circul.	Symét.	Circul.	Circul.	Circul.	Circul.
Construct.	LCT	LCT	LCT	μState	LCT	M.A.
Fréquence en MHz	1 300	1 500	3 000	3 000	10 000	10 000
B en MHz	200	700	600	500	600	1 000
G_P en dB	15	12	18	18	15	15
F_T en dB	5	5,5	4,7	3,8	5,8	6,5
Niveau de saturation en dB/m	−40	−35	−40	−46	−40	−30

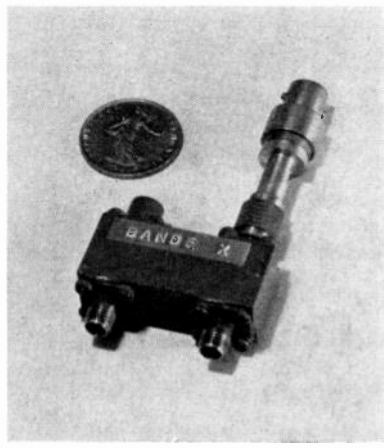


FIG. 11. — Amplificateur à diode tunnel en bande X.

La réalisation de ces amplificateurs nécessite l'association d'un élément à résistance négative pouvant osciller entre 0 Hz et quelques dizaines de gigahertz et d'un circulateur dont les caractéristiques ne sont définies que dans une bande étroite de fréquence.

Lorsque la diode tunnel est accordée, ce qui est le cas de l'amplificateur, le coefficient de réflexion est supérieur à 1 dans une gamme de fréquence de l'ordre d'un octave. Il faudrait, par conséquent, un circulateur qui présente sur sa porte 2 une réactance nulle et une impédance proche de l'impédance caractéristique dans toute cette bande, ce qui n'est pas le cas de la plupart des circulateurs disponibles. D'autre part, le circulateur présente sur la porte 2 des réactances susceptibles de créer des accords parasites à des fréquences très différentes de l'accord principal et donnant naissance à des oscillations à ces fréquences.

Tout cela conduit à limiter le gain en puissance à des valeurs inférieures à 20 dB ainsi qu'à rendre variable, la longueur électrique entre la diode tunnel et le circulateur, pour ajuster la phase des ondes réfléchies par la porte 2.

En fonction de la température, le taux d'ondes stationnaires de la porte 2 varie, entraînant des variations de gain en puissance. Ainsi les amplificateurs étudiés au Laboratoire Central de Télécommunications présentent des variations de gain de ± 4 dB entre −25 °C et + 65 °C de température ambiante. Par contre, l'amplificateur symétrique, qui n'utilise pas de circulateur, voit son gain varier de ± 1 dB dans les mêmes conditions.

La bande passante est assez grande pour que la fréquence image, correspondant au mélangeur placé derrière l'amplificateur, soit amplifiée comme le signal. Il faut donc l'éliminer par un filtre placé derrière l'amplificateur. Ce filtre présentant un taux d'ondes stationnaires infini en dehors de sa bande passante, l'amplificateur doit être stable dans ces conditions, ce qui impose un isolement minimal de 40 dB entre les portes 3 et 2 du circulateur. De même, si la stabilité doit être conservée quelle que soit l'adaptation de la source, un fort isolement est à réaliser entre les portes 2 et 1. Cette condition conduit à utiliser des circulateurs à cinq portes.

Ainsi les circulateurs doivent être conçus spécialement pour les amplificateurs à diode tunnel et des firmes comme FERROTEC annoncent des circulateurs permettant des stabilités de gain de ± 1 dB dans toute la gamme de température.

Le circuit coaxial, dans lequel est monté la diode tunnel doit présenter des caractéristiques précises. Le diamètre des conducteurs doit être comparable aux dimensions de la diode tunnel ; s'il est trop grand, des oscillations parasites incontrôlables apparaissent. Les transformateurs d'impédances, nécessaires pour ajuster le gain, doivent être à très large bande, du type « Chebyshev » ou « Taper », par exemple. Tout réglage du gain par une inductance série variable conduit à une instabilité. Le réglage par variation de la polarisation modifie le facteur de bruit et le niveau de saturation.

Le refroidissement de la diode tunnel n'agit que sur le bruit d'origine thermique et n'apporte aucune amélioration du facteur de bruit, sauf dans le cas où la fréquence de coupure est proche de la fréquence de travail. Il faut noter toutefois que des diodes tunnel à l'antimoniure d'indium, qui ne fonctionnent qu'à la température de l'azote liquide, permettraient d'obtenir un facteur de bruit de 2 dB ; malheureusement ces diodes ne sont pas stockables à la température ambiante.

5. Conclusion

Les amplificateurs à diode tunnel permettent d'améliorer d'au moins 3 dB le facteur de bruit par rapport aux récepteurs classiques sans consommation élevée d'énergie et sans grande augmentation de poids, avec une durée de vie importante.

Ils sont donc destinés, en premier lieu, aux équipements mobiles, aéroportés ou spatiaux. Associés aux multiplicateurs à varactors et aux mélangeurs à diode à pointe ou à diode tunnel, ils permettent de réaliser des récepteurs sensibles, à faible consommation de puissance d'alimentation, ayant une importante durée de vie du fait de l'utilisation unique d'éléments à semiconducteurs.

***

L'auteur tient à remercier vivement la Direction des Recherches et Moyens d'Essais dont l'aide a permis de mener à bien cette étude, ainsi que les Ingénieurs et Techniciens du Laboratoire Central de Télécommunications qui y ont contribué.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ESAKI L. — New Phenomenon in narrow Germanium *p-n* junction. *The Physical Review*, 15 janvier 1958, p. 603.

[2] DICKENS L.E. — The tunnel diode : A new Microwave Device. U.S. Government Research Report AD 275760.

[3] TIEMANN J.J. — Shot Noise in Tunnel Diode Amplifiers. août 1960, p. 1418.

[4] HEROLD E.W. — Frequency Mixing in Diodes. *PIRE.*, octobre 1943, p. 575.

[5] CHANG K.K.N. — Low Noise Tunnel Diode Converter Having Conversion Gain. *PIRE*, mai 1960, p. 854.

[6] R.C.A. Laboratories Research and Development on Semiconductor Parametric and Tunnel diode Microwave Devices. U.S. Government Research Report AD 274 340.

[7] KIM C.S. — Tunnel Diode Converter Analysis. *IRE Transactions on Electron Devices*, septembre 1961, p. 394.

[8] CHEN C.H. — Tunnel Diode Amplifiers. *Semi-conductor Products*, avril 1962, p. 19.

[9] BERNHART-NELSON. — Hybrid Coupled Tunnel Diode Amplifier Analysis as a basis for Design. *Semi-conductor Products*, mai 1963, p. 40.

LE BRUIT DE FOND DES ÉLÉMENTS SEMICONDUCTEURS A RÉSISTANCE NON LINÉAIRE UTILISÉS EN HYPERFRÉQUENCES COMME DÉTECTEURS ET MÉLANGEURS

PAR

H. DEROY et Ph. MONIER

Ingénieurs au département de Recherches Physico-Chimiques, C.S.F. (Puteaux, Seine)

1. Introduction

Les éléments semiconducteurs à résistance non linéaire se sont introduits dans de nombreux systèmes de réception des hyperfréquences. Parmi ces derniers, on peut distinguer trois grandes catégories :

1) La détection directe, qui consiste à placer un détecteur immédiatement derrière l'antenne de réception suivi d'un amplificateur dit « video » qui porte le signal à un niveau convenable. Très simple, ce système manque de sensibilité à cause de la faible efficacité de la détection quadratique.

2) La réception superhétérodyne qui améliore la sensibilité et la sélectivité en transposant le signal à une plus basse fréquence où il peut être amplifié avant détection.

3) L'amplification hyperfréquences, qui consiste à placer devant un des systèmes précédents, un étage amplificateur dont les performances fixeront celles du système si son gain est suffisant.

Les deux premiers systèmes exigent pour leur réalisation un élément non linéaire, et plus précisément un élément à résistance non linéaire. En effet, les dispositifs à réactance non linéaire, si utiles par ailleurs, ne peuvent convenir pour l'abaissement de fréquence à cause de la température de bruit proportionnelle au rapport des fréquences en jeu qu'ils entraînent.

Le premier élément à résistance non linéaire utilisé en hyperfréquences a été la diode à pointe, ou détecteur à cristal. Si on recherche une très grande sensibilité, les performances de ces diodes sont limitées par les pertes de conversion qu'entraîne leur caractéristique non linéaire positive. Aussi l'apparition de la diode tunnel à caractéristique négative a-t-elle suscité de grands espoirs aussi bien pour la deuxième que pour la troisième catégorie de systèmes de réception qu'elle rendait possible : une résistance non linéaire négative permet l'amplification directe comme la conversion de fréquences avec gain. En fait, on s'aperçut vite que les performances des diodes tunnel étaient limitées par le bruit de grenaille lié au courant continu passant obligatoirement dans une caractéristique à résistance non linéaire. Un autre dispositif, permettant une réduction des pertes de conversion, par rapport à celles des diodes à pointe, a été étudié de façon approfondie au Centre de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F. : la diode *PNP* utilisant l'effet de perçage ; là encore, les performances en réception sont apparues limitées par le bruit de grenaille, dont la présence ne paraissait pourtant pas évidente au début de l'étude. Inversement, c'est l'absence de bruit de grenaille qui explique, pour la réception, la supériorité actuelle des éléments à réactance non linéaire qui peuvent être utilisés pratiquement sans courant continu.

Il a paru intéressant de rassembler ici les résultats relatifs à divers éléments semiconducteurs à résistance non linéaire pour montrer comment le bruit de grenaille en limite fondamentalement les performances. Ces éléments, destinés aux hyperfréquences, ont en commun la propriété de ne faire appel qu'aux porteurs majoritaires pour assurer leur caractéristique non linéaire, ce sont :

— Les diodes à pointe dont le modèle physique s'approche de celui proposé par SCHOTTKY pour les barrières métal-semiconducteur.

— Les diodes tunnel et inverses, qui mettent en œuvre l'effet tunnel, effet purement quantique.

— Les structures *PNP* à effet de perçage où les porteurs sélectionnés par une bosse de potentiel sont ensuite soumis à un champ électrique fort, comme dans les diodes à vide.

2. Evaluation du bruit des détecteurs et mélangeurs

Les caractéristiques non linéaires étudiées dans cet article sont toutes obtenues de la même manière : la tension appliquée extérieurement à l'élément contrôle le courant qui le traverse au moyen des variations de hauteur d'une barrière de potentiel préexistante. Cette barrière est franchie par les porteurs de charge, par effet tunnel ou par agitation thermique. Dans tous les cas, la distribution des vitesses des porteurs dans la zone en charge d'espace de la barrière, ou région active, reste maxwellienne, et le courant $I(V)$ engendré par ces porteurs s'accompagne d'un bruit de grenaille [1] qui peut se représenter quantitativement par une source de courant de bruit en parallèle sur la partie active de la structure, de valeur moyenne :

$$\overline{i^2} = 2qI_{tot}\Delta f,$$

q : charge de l'électron (porteur de charge considéré),

I_{tot} : amplitude totale des courants de porteurs indépendants qui traversent la zone active,

Δf : bande de fréquences considérée.

Le spectre de ce bruit est blanc jusqu'aux fréquences très élevées correspondant au temps de transit des porteurs dans la région active, de l'ordre de 10^{-13} s pour les structures utilisées aux hyperfréquences.

Il faut remarquer ici que le bruit de grenaille s'accompagne souvent d'un bruit anormal, bruit $1/f$ ou bruit de scintillation, qui est lié aux fluctuations lentes du nombre de porteurs disponibles pour assurer le courant I_{tot} [2], alors que le bruit de grenaille est lié simplement à la nature discontinue du courant produit par ces porteurs de charge individuels. Ce bruit anormal se distingue du bruit de grenaille par son spectre voisin de $1/f$; il est particulièrement intense lorsque le nombre des porteurs est influencé par des états de surface. Etablie expérimentalement, la loi suivie par sa valeur moyenne est voisine de :

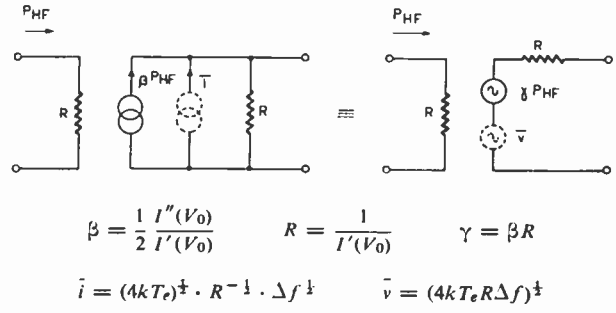
$$\overline{i^2} = C\,I_{tot}^2\Delta f,$$

C : constante dépendant du matériau, de la géométrie de la structure et de la bande de fréquences considérés ; en général C est inversement proportionnel à la fréquence.

Les applications à la réception des hyperfréquences des caractéristiques non linéaires sont essentiellement la détection quadratique et la conversion de fréquences, ou mélange. L'évaluation du bruit de fond est à examiner pour ces deux applications :

2.1. La détection quadratique [3]

Ce type de détection se produit obligatoirement à bas niveau de signal, où on peut assimiler à un arc de parabole la portion de caractéristique $I(V)$ explorée par le signal. Dans ce cas, le courant ou la tension détectés sont simplement proportionnels à la puissance hyperfréquences absorbée par le détecteur.



$$\beta = \frac{1}{2}\frac{I''(V_0)}{I'(V_0)} \qquad R = \frac{1}{I'(V_0)} \qquad \gamma = \beta R$$

$$\bar{i} = (4kT_e)^{\frac{1}{2}} \cdot R^{-\frac{1}{2}} \cdot \Delta f^{\frac{1}{2}} \qquad \bar{v} = (4kT_eR\Delta f)^{\frac{1}{2}}$$

Fig. 1. — Schéma équivalent du détecteur quadratique.

Le schéma équivalent de ce dernier, considéré comme un quadripôle, ne comporte pas de termes de transfert (fig. 1).

Le bruit s'introduit sous la forme d'une source de courant ou de tension de bruit en parallèle ou en série respectivement sur βP, ou γP. On peut considérer que l'effet de cette source de bruit est de porter la température de bruit de la résistance différentielle équivalente R du détecteur à une valeur T_e : température équivalente du détecteur. Si on compare cette température à la température ambiante prise comme température de référence, T_0, on voit s'introduire la notion de « facteur de température de bruit », dont la définition sera :

$$t = \frac{T_e}{T_0} = \frac{P_{(\text{disp. bruit à la sortie du détect.})}}{P_{(\text{disp. de la rés. } R \text{ à la temp. amb.})}} = \frac{\dfrac{\overline{Ri^2}}{4}}{kT_0\Delta f} = \frac{\dfrac{\overline{v^2}}{4R}}{kT_0\Delta f}$$

Le facteur t caractérise parfaitement le bruit du détecteur. Il permet par exemple de calculer facilement le rapport signal/bruit en courant, obtenu avec un détecteur dans différentes conditions de charge :

1) Sur un court-circuit :

$$\frac{S}{N} = P_{HF} \cdot \beta R^{\frac{1}{2}}(4kT_0t\Delta f)^{-\frac{1}{2}}.$$

2) A la sortie d'un tube à vide de résistance équivalente de bruit $R_{équ.}$ suivant directement le détecteur :

$$\frac{S}{N} = P_{HF} \cdot \beta R^{\frac{1}{2}}(4kT_0t\Delta f)^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(1 + \frac{R_{équ.}}{R \cdot t}\right)^{-\frac{1}{2}}.$$

3) A la sortie du même tube précédé d'un transformateur parfait de rapport de transformation n :

$$\frac{S}{N} = P_{HF} \cdot \beta R^{\frac{1}{2}}(4kT_0t\Delta f)^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(1 + \frac{R_{équ.}}{n^2R \cdot t}\right)^{-\frac{1}{2}}.$$

La mesure de t découle de sa définition : elle se fait en comparant les puissances de bruit disponibles, à la sortie du détecteur polarisé au point de mesure désiré, d'une part, et à la sortie d'une résistance de valeur R portée à la température de référence T_0

d'autre part. Cette comparaison se fait avec un amplificateur à gain élevé à cause des faibles niveaux de bruit généralement engendrés. Une diode de bruit en tête de l'amplificateur qui peut débiter sur l'élément le moins bruyant, permet de calculer t. La bande passante et la fréquence centrale de l'amplificateur fixent la valeur mesurée de t et doivent être spécifiées. La mesure donne alors (fig. 2) :

$$t = \frac{T_e}{T_0} = 1 \pm \frac{q}{2kT_0} RI_d.$$

Les signes + ou — sont à considérer selon que l'élément le moins bruyant est la résistance ou le détecteur.

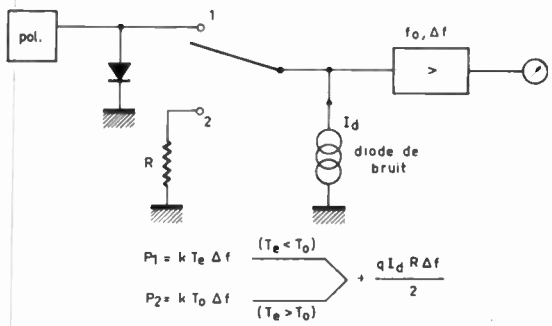


FIG. 2. — Mesure du coefficient t.

Cette méthode de mesure permet des mesures précises de 10 Hz à 200 MHz avec la diode de bruit R 290.

2.2. Le mélange ou abaissement de fréquence

Utilisé dans la réception superhétérodyne, le mélangeur met en jeu les fréquences oscillateur local, signal, image et moyenne fréquence, ou fréquence de sortie, si on peut négliger les harmoniques (fig. 3).

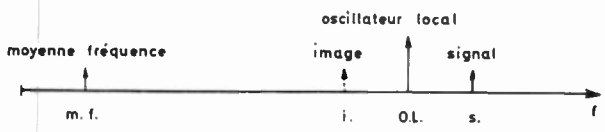


FIG. 3. — Les fréquences en jeu dans un mélangeur.

Soumis à l'application de l'oscillateur local, le mélangeur peut être considéré comme une « boîte noire » comportant deux entrées (signal et image) et une sortie (moyenne fréquence), (fig. 4). On peut alors caractériser le bruit du mélangeur par sa température équivalente, ou température électronique [4] de bruit T_e, qui est la température d'équilibre thermodynamique de la boîte noire. Cette température caractérise parfaitement le bruit du mélangeur et permet, par exemple, de calculer sa contribution de bruit à un système, si on connaît les « conditions de circuit » L et x qui accompagnent son emploi. Soient :

L : pertes en puissance disponible entre les bornes « signal » et « moyenne fréquence »,

L/x : pertes en puissance disponible entre les bornes « image » et « moyenne fréquence »,

x : facteur de présence de la fréquence image ($x = 0$ pour un mélangeur parfaitement sélectif; $x = 1$ pour un mélangeur large bande),

$T_{mf} = (F_{mf} - 1)T_o$: température effective de bruit de l'étage moyenne fréquence suivant le mélangeur,

F_{mf} : facteur de bruit de cet étage,

T_i : température de bruit amenée par l'extérieur sur la borne image du mélangeur,

T_A : température d'antenne amenée sur la borne signal.

Le bruit du récepteur peut s'écrire :

$$T_R = \underbrace{T_e(L-1-x)+xT_i}_{\text{contribution propre du mélangeur}} + \underbrace{LT_{mf}}_{\text{contribution de la moyenne fréquence}} = T_M + LT_{mf}.$$

T_R est la température de bruit effective ramenée à l'entrée du récepteur, température qui s'ajoute à celle d'antenne T_A pour caractériser le bruit du système [5]. Il est à noter que T_e est simplement la valeur moyenne au cours d'un cycle d'oscillateur local du paramètre intrinsèque T_e défini en petit signal à propos de la détection quadratique. On avait alors introduit $t = \frac{T_e}{T_0}$. L'oscillateur local balaie sur la caractéristique non linéaire des régions où t varie. La valeur moyenne peut se noter :

$$\bar{t} = \frac{T_e}{T_0},$$

où T_e est, cette fois-ci, la température équivalente du mélangeur.

Cependant, les utilisateurs préfèrent en général caractériser le bruit du mélangeur par un coefficient de température de bruit t_m défini par rapport à la résistance équivalente R_{mf} présentée par le mélangeur aux bornes moyenne fréquence. La définition de ce coefficient est le rapport de la puissance de bruit disponible, à la sortie du mélangeur, à la puissance de bruit disponible, aux bornes de la résistance R_{mf} portée à la température ambiante prise comme référence, T_0. Le schéma équivalent du mélangeur, considéré comme multipôle, présentant des termes de transfert entre bornes signal, image et moyenne fréquence, ce « facteur de température de bruit »

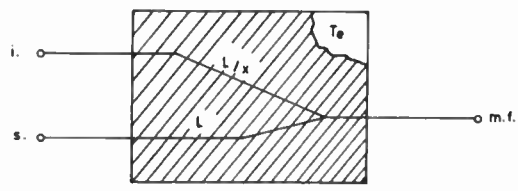


FIG. 4. — Le mélangeur considéré comme « boîte noire ».

dépend malheureusement des températures d'antenne amenées sur les bornes d'entrée, et des conditions de circuit, L et x :

$$t_m = \frac{P_{(\text{disp. bruit sortie})}}{kT_0\Delta f} = \frac{T_A + xT_i + (L-1-x)T_e}{LT_0} = \frac{T_A + T_M}{LT_0}.$$

On précise souvent, pour la définition de t_m, $T_A = T_i = T_0$.

On trouve alors :

$$t_m = \frac{1+x+(L-1-x)\dfrac{T_e}{T_0}}{L} = t\left(1 - \frac{1+x}{L}\right) + \frac{1+x}{L}.$$

Cette expression, qui rejoint le point de vue de MESSENGER [6] montre que la signification physique de t_m est limitée par les conditions de circuit L et x. Le succès de ce paramètre s'explique cependant si on remonte au bruit du récepteur :

$$T_R = T_M + LT_{mf} = (Lt_m - 1)T_0 + L(F_{mf} - 1)T_0.$$

D'où l'expression du facteur de bruit du récepteur :

$$F_R = 1 + \frac{T_R}{T_0} = L(t_m + F_{mf} - 1).$$

C'est la formule de FRIIS, qui a répandu l'emploi du paramètre t_m. Finalement, on peut retenir, pour caractériser le bruit d'un élément à résistance non linéaire fonctionnant en mélangeur, le facteur de température de bruit t_m mesuré dans des conditions de circuit particulières et le paramètre plus général, indépendant des circuits, T_e, température équivalente de bruit.

2.3. MESURES DES PARAMÈTRES D'UN MÉLANGEUR

Les considérations précédentes trouvent une application pratique en permettant des mesures précises, fondées sur la comparaison de niveaux de bruit,

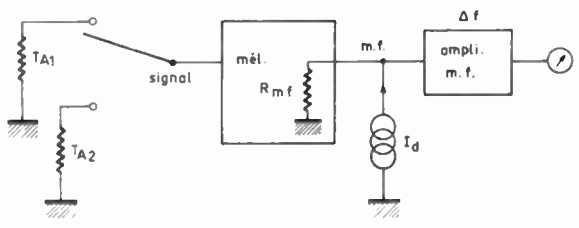


FIG. 5. — Mesure des pertes L.

des divers paramètres du mélangeur. Les pertes de conversion, L, seront obtenues par exemple en comparant les niveaux de bruit à la sortie du mélangeur pour deux températures connues de bruit à l'entrée, T_{A_1} et T_{A_2}, suivant la figure 5.

$$P_1 = \frac{kT_{A_1}(1+x)\Delta f}{L} + \frac{kT_e(L-1-x)\Delta f}{L},$$

$$P_2 = \frac{kT_{A_2}(1+x)\Delta f}{L} + \frac{kT_e(L-1-x)\Delta f}{L} + q\frac{R_{mf}I_d\Delta f}{2}$$

si $T_{A_2} < T_{A_1}$.

$$P_1 = P_2 \Rightarrow L = \frac{2k}{q}\frac{T_{A_1} - T_{A_2}}{R_{mf}I_d}(1+x).$$

La mesure de t_m est identique à celle de t en détecteur :

R est remplacé par R_{mf} et $t_m = 1 \pm \dfrac{q}{kT_0}R_{mf}I_d$.

Il faut simplement réaliser $T_A = T_0$ à cause de la définition de t_m.

T_e peut se déduire, soit de la mesure de t_m, soit d'une mesure analogue du coefficient t_A faite avec une température d'antenne T_A :

$$T_e = t_A\frac{L}{L-1-x}T_0 - \frac{1+x}{L-1-x}T_A.$$

En abaissant T_A, ce qui est facile avec une charge adaptée refroidie, on obtient une grande précision de mesure de T_e.

Ces différentes mesures permettent de calculer la température globale du système qu'il est bon de vérifier par une mesure directe du facteur de bruit, effectuée par la méthode classique et précise du tube de bruit. Le recoupement est toujours excellent avec les méthodes de mesure décrites ici.

3. Les diodes à pointe

3.1. CARACTÉRISTIQUE $I(V)$

Les diodes à pointe sont fabriquées en appliquant une pointe métallique sur un élément semiconducteur. La caractéristique non linéaire du contact métal-semiconducteur obtenu s'apparente à celle du modèle de SCHOTTKY [7], avec des modifications dues surtout aux effets de surface. Les propriétés des couches de surface du semiconducteur sur lequel on applique la pointe sont difficiles à contrôler et peuvent déterminer en partie les caractéristiques obtenues. Celles-ci sont cependant toujours assez voisines de la forme exponentielle théorique :

$I = I_s(e^{\alpha V} - 1)$,

V : tension aux bornes de la jonction : $V_a - I \cdot r$,

V_a : tension appliquée extérieurement,

r : résistance série,

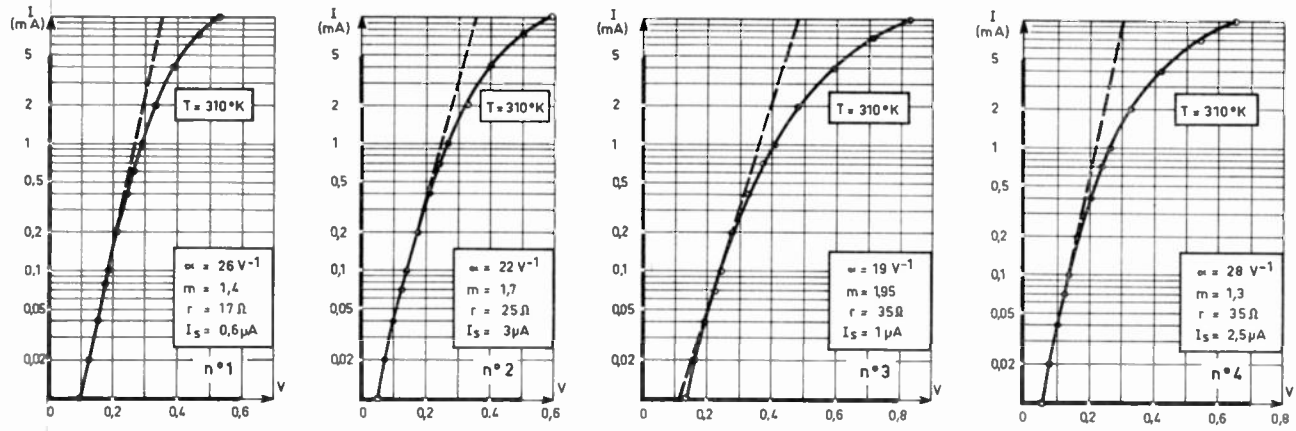


FIG. 6. — Caractéristiques $I(V)$ des diodes à pointe.

$\alpha = \dfrac{q}{mkT}$ où m est un coefficient > 1, dû aux effets de surface.

Le relevé de la caractéristique $I(V)$ d'une diode permet d'évaluer les paramètres I_s, α, m et r. Les ordres de grandeur pour les diodes centimétriques sont (fig. 6) :

$$m = 1{,}5, \qquad \alpha = 25\ V^{-1},$$
$$I_s = 1\ \mu A, \qquad r = 20\ \Omega.$$

3.2. Le bruit de fond

Les sources de bruit de la diode à pointe sont au nombre de trois :

— bruit de grenaille de la région active,
— bruit $1/f$ violent à cause des effets de surface,
— bruit thermique de la résistance série.

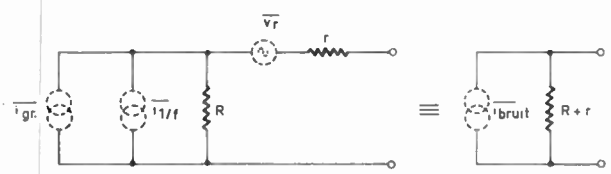


FIG. 7. — Schéma équivalent de bruit des diodes à pointe.

Elles peuvent se représenter par le schéma (fig. 7) d'où on tire :

$$\overline{i^2_{bruit}} = \overline{i^2_{gr.}}\left(\frac{R}{R+r}\right)^2 + \overline{i^2_{1/f}}\left(\frac{R}{R+r}\right)^2 + \overline{v_r^2}\,\frac{1}{(R+r)^2}.$$

En introduisant les valeurs des différentes sources physiques de bruit :

$$\overline{i^2_{gr.}} = 2qI_{tot}\Delta f,$$
$$\overline{i^2_{1/f}} = CI^2_{tot}\Delta f,$$
$$\overline{v_r^2} = 4kTr\Delta f,$$

le calcul du facteur de température de bruit t est immédiat :

$$t = \frac{P_{(disp.\ bruit)}}{kT_0\Delta f} = \frac{(R+r)\dfrac{\overline{i^2_{bruit}}}{4}}{kT_0\Delta f}$$
$$= \underbrace{\frac{qI_{tot}}{2kT_0}\,\frac{R^2}{R+r}}_{\substack{t_1 \text{ dû au} \\ \text{bruit de} \\ \text{grenaille}}} + \underbrace{\frac{CI_{tot}}{4kT_0}\,\frac{R^2}{R+r}}_{\substack{t_2 \text{ dû au} \\ \text{bruit } 1/f}} + \underbrace{\frac{T}{T_0}\,\frac{r}{R+r}}_{\substack{t_3 \text{ dû au} \\ \text{bruit} \\ \text{thermique}}}$$

Dans la diode à pointe, le courant I_{tot} est formé des composantes $I + I_s$ et I_s circulant en sens inverse, dont la différence est le courant I mesuré aux bornes de la diode [7].

$I_{tot} = I + 2I_s$. La faible valeur de I_s permet d'écrire, pour les courants I considérés en pratique ($I > 20\ \mu A$) :

$$I_{tot} \cong I \qquad \text{et} \qquad R = \frac{1}{I'(V)} \cong \frac{1}{\alpha I}.$$

Ce qui donne :

$$\boxed{t = \left(\frac{m}{2}\,\frac{R}{R+r} + C'\frac{m^2}{4}\,\frac{T}{R+r} + \frac{r}{R+r}\right)\frac{T}{T_0}}$$

Si T est la température physique de la diode :

$$C' = \frac{k}{q^2}C.$$

Plusieurs remarques peuvent être faites sur cette expression :

— Les trois termes du facteur de température de bruit sont sensibles à la température.

— A température ambiante, $T = T_0$, et pour de forts niveaux de courant ($R \to 0$), la contribution du bruit de grenaille, t_1, décroît rapidement par rapport à celles du bruit $1/f$ et du bruit thermique. Le terme

$1/f$, t_2, n'est limité que par C ; la contribution du bruit thermique, t_3, tendant évidemment vers l'unité.

— Même en l'absence de bruit thermique notable (cas théorique où on aurait $r = 0$), le bruit de grenaille est limité aux forts courants à $t_1 = m/2$, alors que le terme t_2 dû au bruit $1/f$ augmente indéfiniment avec le courant.

3.3. Résultats expérimentaux

3.3.1. *Mesures de t à 40 MHz*

La fréquence de 40 MHz a été choisie comme représentative des moyennes fréquences couramment utilisées et pour avoir des ordres de grandeur comparables des trois facteurs t_1, t_2 et t_3 dans la gamme des courants de polarisation usuels. Cette fréquence de 40 MHz permet de réaliser un préamplificateur à facteur de bruit peu élevé pour une grande gamme de résistances d'entrée grâce à un circuit d'adaptation en π classique (fig. 8) ; cela permet une bonne précision de mesure de t et $R+r$.

Les résultats de mesure pour les quatre diodes de la figure 6 sont présentés sur les figures 9 et 10, ainsi que le facteur théorique, $t_{calc.}$, calculé en tenant compte du bruit de grenaille et du bruit thermique à partir des coefficients r et m tirés de la figure 6 :

$$t_{calc.} = t_1 + t_3 = \frac{m}{2} \cdot \frac{R}{R+r} + \frac{r}{R+r}.$$

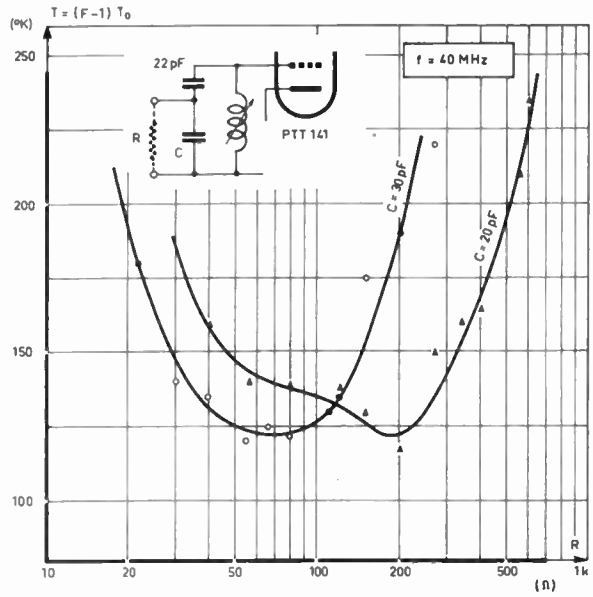


FIG. 8. — Température de bruit de l'amplificateur à 40 MHz.

La différence entre $t_{mes.}$ et $t_{calc.}$, évidente sur les figures 9 et 10 à fort niveau de courant I, représente la contribution du bruit $1/f$ et est notée t_2. On a, d'après la théorie :

$$t_2 = C' \frac{m^2}{4} \frac{T_0}{R+r} = \frac{CI^2}{4kT_0} \frac{R^2}{R+r} = \frac{\overline{i^2_{1/f}}}{4kT_0 \Delta f} \frac{R^2}{R+r}.$$

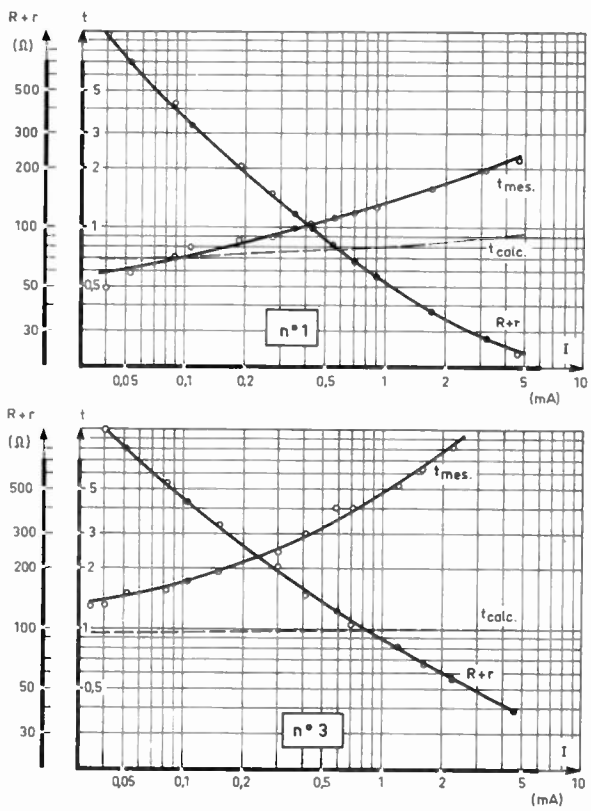


FIG. 9. — Mesures de $R + r$ et t de diodes à pointe.

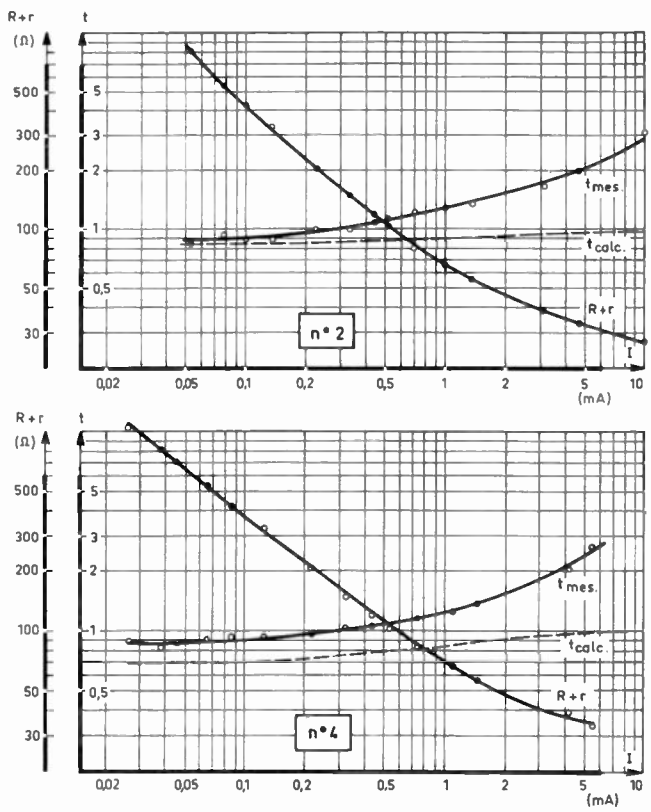


FIG. 10. — Mesures de $R + r$ et t de diodes à pointe.

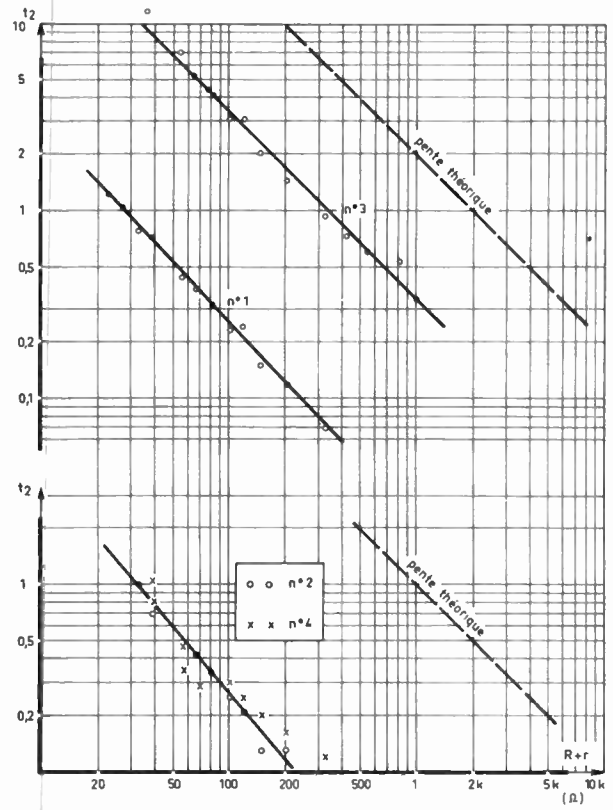


FIG. 11. — Le bruit $1/f$ et le niveau d'impédance.

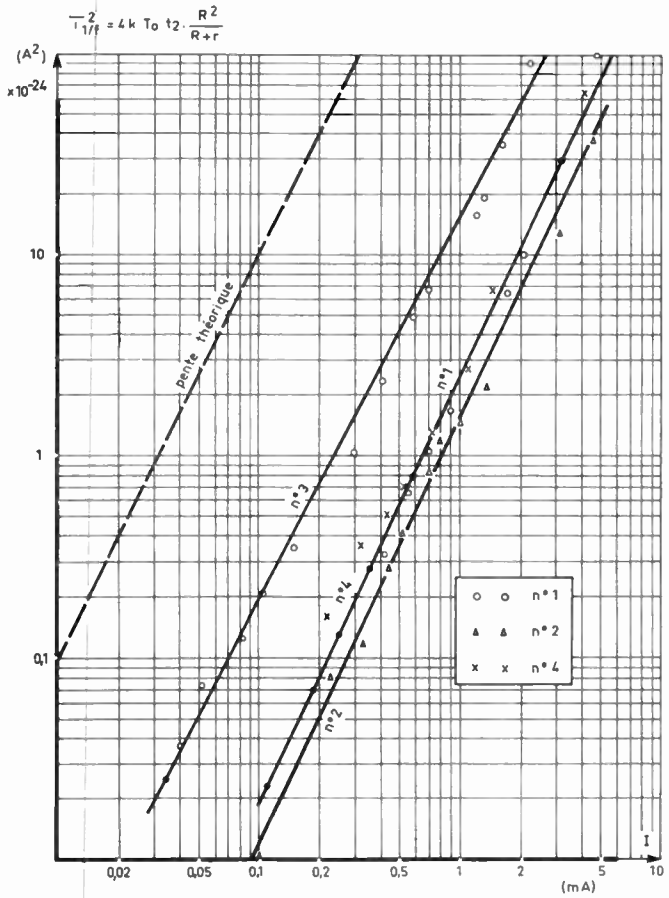


FIG. 12. — Le bruit $1/f$ et le courant de polarisation.

La mesure de t_2 permet de vérifier la validité de ces expressions. La figure 11 met en évidence la variation de t_2 en $\frac{1}{R+r}$ et la figure 12 est la vérification expérimentale de la dépendance en I^2 du courant de bruit $\overline{i^2_{1/f}}$, calculé d'après les valeurs de t_2 en fonction de I.

La vérification expérimentale de ces lois du bruit $1/f$ est bonne ; on constate, de plus, que les constantes C ou C' sont du même ordre de grandeur pour trois diodes sur quatre, seule la diode N° 3 présentant un bruit $1/f$ nettement supérieur aux autres.

3.3.2. *Mesures en mélangeur*

Les mélangeurs réalisés en hyperfréquences utilisent presque tous des diodes à pointe. Les caractéristiques obtenues sont bien classiques et ressemblent, le plus souvent, à celle de la figure 13, mesurée en bande L dans un montage large bande ($x = 1$) avec les méthodes décrites précédemment. Le facteur de bruit du

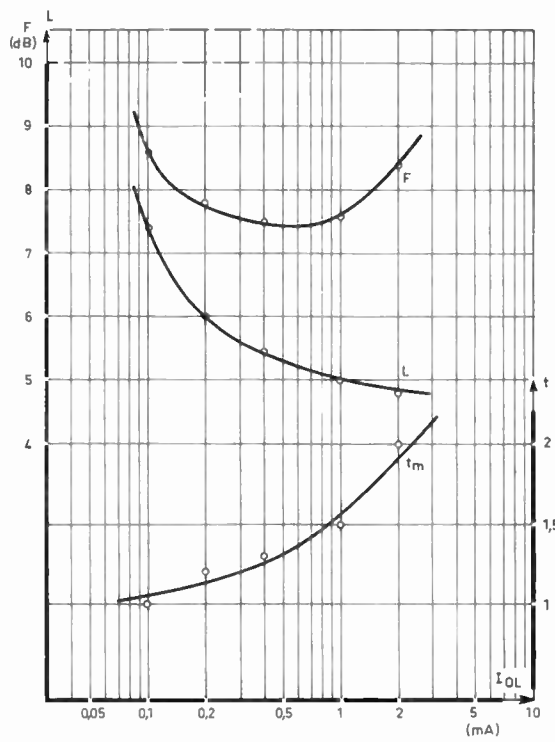


FIG. 13. — Performances d'un mélangeur à diode à pointe.

récepteur, y compris la contribution de l'amplificateur moyenne fréquence (fig. 8), présente un optimum très large pour des courants redressés d'oscillateur local compris entre 0,2 et 1,2 mA, alors que les pertes de conversion diminuent sans cesse dans cette région. (Elles remontent ensuite à cause de la résistance série et de la tension de claquage inverse de la diode). La remontée du facteur t_m qui amène l'optimum de F est liée au bruit $1/f$ et correspond à l'allure des mesures de t effectuées en petit signal.

3.4. Conclusion

Les diodes à pointes présentent trois sources de bruit dont l'évaluation est possible avec précision à partir de théories simples. De ces trois sources, c'est le bruit $1/f$ qui limite le plus sévèrement les performances des diodes actuelles aussi bien en détecteur où les fréquences détectées sont souvent faibles (voir le bruit $1/f$ à très basse fréquence figure 25) qu'en mélangeur à fort niveau d'oscillateur local (fig. 13). Cependant, même si une meilleure technologie éliminait cette source de bruit, l'amélioration serait d'un ordre de grandeur limité à cause du bruit de grenaille et du bruit de la résistance série qui imposent de toute façon des valeurs t comprises entre 0,5 et 1. On peut dire que le bruit de grenaille est la limitation ultime des diodes à pointe. Le grand avantage des diodes à pointe reste leur excellente fréquence de coupure due à une structure mécanique convenable aux hyperfréquences.

4. La diode *PNP* à effet de perçage [8]

4.1. Caractéristique $I(V)$

Ces diodes utilisent le phénomène de perçage dans une structure *PNP* alliée type transistor, découvert en 1953 par Shockley [9] : si on applique une tension continue entre les deux régions extrêmes de dopage $P_0 > N_0$ dopage de la base N, la barrière de potentiel correspondant à la jonction P-N polarisée en inverse voit son épaisseur augmenter (fig. 14), principalement dans la région N qui est la moins dopée. Si la tension appliquée est suffisante, et si l'épaisseur W de la région

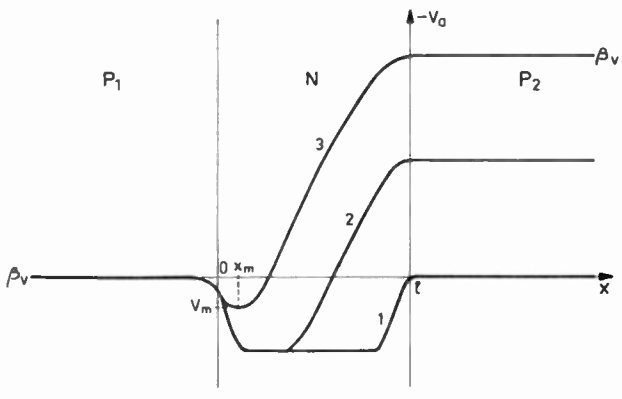


Fig. 14. — Barrière de potentiel d'une structure *PNP*.

N n'est pas trop grande, cette barrière peut s'étendre sur toute l'épaisseur de cette région et, rejoindre la première. Tant que les deux barrières ne se chevauchent pas (courbe 2), le seul courant qui puisse exister entre les deux régions P est le courant inverse de la jonction $P_1 - N$ qui est négligeable si on opère à basse température (77 °K et en-dessous) (*). Lorsque les deux barrières se chevauchent (courbe 3), les trous de la région P_2 ont seulement à franchir la bosse de potentiel V_m pour être ensuite accélérés et recueillis par la région P_1, d'où l'apparition d'un courant important : la diode est en régime de perçage.

Soit V_a la tension appliquée et V_m la hauteur de la bosse de potentiel. Le calcul du courant se fait en trois étapes :

— En premier, on détermine la forme exacte de la barrière de potentiel à partir de l'équation de Poisson, qui s'écrit, en posant $Z = qV/kT$:

$$\frac{d^2Z}{dx^2} = -\frac{q^2P_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r kT}[e^{-Z}+\gamma]$$

avec $\gamma = -1$ pour $x \leqslant 0$,

$$\gamma = \frac{N_0}{P_0} \quad \text{pour } 0 \leqslant x \leqslant x_m.$$

l'origine des abscisses étant prise sur la jonction P_2 - N.

La résolution de cette équation donne l'abscisse x_m du sommet de la bosse en fonction de sa hauteur Z_m :

$$x_m = \varphi(Z_m),$$

avec :

$$\begin{cases} \varphi(Z) = \left(\dfrac{\varepsilon_0\varepsilon_r kT}{q^2P_0}\right)^{\frac{1}{2}} \displaystyle\int_{Z_0}^{Z_m} \frac{dZ}{[e^{-Z}-e^{-Z_m}-\gamma(Z-Z_m)]^{\frac{1}{2}}} \\ Z_0 = \dfrac{\gamma Z_m + 1 + e^{-Z_m}}{1+\gamma}. \end{cases}$$

Pour $x_m \leqslant x \leqslant W$, la courbe est prolongée par la parabole :

$$x = \left(\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r kT}{q^2N_0}\right)^{\frac{1}{2}} Z^{\frac{1}{2}},$$

ce qui est justifié dans cette région où les porteurs de charges libres sont négligeables.

— La deuxième étape consiste à calculer la densité de courant en fonction de la hauteur de la bosse de potentiel : $j = f(Z_m)$.

L'effet tunnel à travers cette barrière est négligeable du fait de son épaisseur (quelques dixièmes de micron) et la densité de courant $j(Z_m)$ est donnée par :

$$j = q\int_{Z_m}^{\infty} P(Z)v(Z)dZ,$$

expression dans laquelle $P(Z)$ représente la densité de porteurs d'énergie Z suivant Ox et de vitesse $v = \left(\dfrac{2kT}{qm}Z\right)^{\frac{1}{2}}$ dirigée suivant les x croissants.

Le calcul de cette expression montre que le courant varie exponentiellement avec la hauteur de bosse, soit :

$$j = j_0 e^{-CZ_m} \qquad (a)$$

(*) *N.B.* A la température ambiante, le courant inverse de la jonction $P_1 - N$ provoque un effet transistor qui détruit en partie la non-linéarité de la caractéristique.

— Il faut enfin relier le courant traversant la diode *PNP* à la tension V_a appliquée entre les deux régions *P*. A partir de la courbe $x_m = \varphi(Z_m)$, on calcule graphiquement, pour plusieurs épaisseurs *W* de la région *N*, la variation de V_a en fonction de Z_m, ce qui, avec l'équation (*a*), donne : $j = f(V_a)$ (fig. 15).

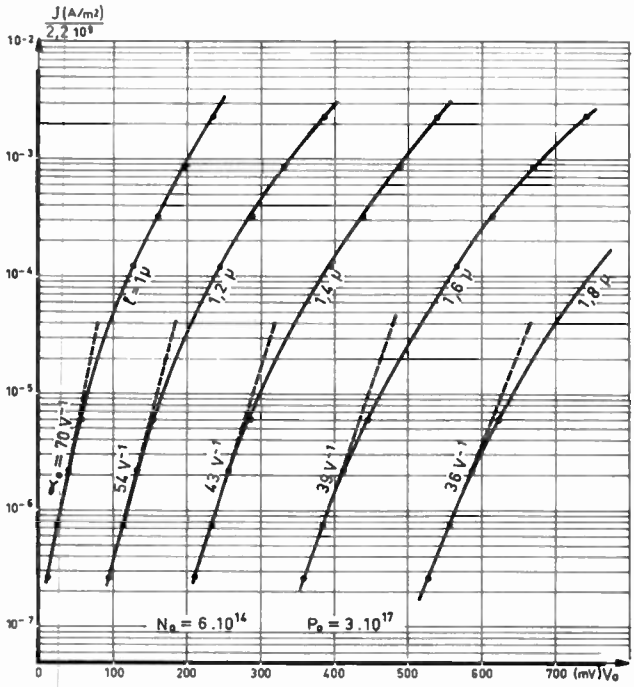


FIG. 15. — Caractéristiques $I(V)$ théoriques des diodes *PNP*.

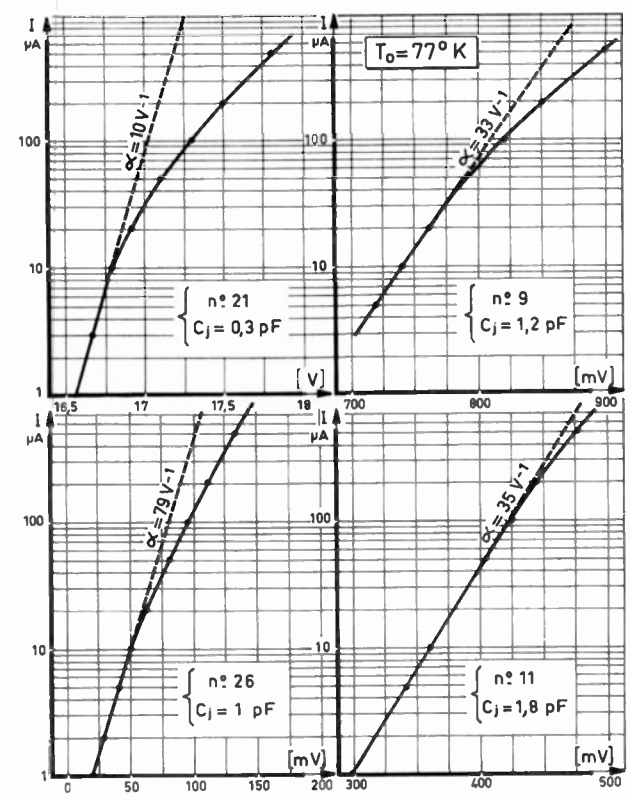


FIG. 16. — Caractéristiques $I(V)$ mesurées des diodes *PNP*.

On voit sur cette figure que si *j* varie exponentiellement avec V_a pour les faibles densités de courant, il apparaît, par contre, un effet de saturation aux densités de courant moyennes, dû à une variation $\frac{dx_m}{dZ_m}$ rapide pour Z_m compris entre 5 et 10, ce qui entraîne une diminution de $\frac{dZ_m}{dV_a}$. Les résultats expérimentaux (fig. 16) vérifient bien ce phénomène.

4.2. Bruit de fond

La diode *PNP* ne comporte qu'une seule source de bruit, le bruit de grenaille. Résistance série et bruit $1/f$ sont négligeables : la résistance série provient de trois régions, les deux zones *P* dégénérées du fait de leur dopage, la zone d'accès au sommet de la bosse de potentiel et la deuxième partie de la région *N* en charge d'espace dans laquelle les porteurs sont soumis à un champ accélérateur et dont l'épaisseur est inférieure au l.p.m. Aucune de ces trois régions ne peut être la cause d'une résistance série importante et les calculs donnent pour r_s des valeurs de 10^{-2} à 10^{-3} Ω.

La section des diodes *PNP* est très grande par rapport à celle des diodes à pointe, d'où un rapport surface/volume cent fois plus petit ; de plus, la diode est utilisée à basse température, à relativement faible niveau de courant grâce aux coefficients α plus élevés et pour éviter le phénomène de saturation. Tout cela permet de prévoir une absence de bruit $1/f$, ce qui est confirmé expérimentalement.

Le bruit de grenaille, seule source dans cette structure conduit, de plus, à un résultat extrêmement simple car ici : $I_{tot} = I = I_0 e^{\alpha V}$.

On a alors, en petit signal (détection), une puissance de bruit disponible :

$$kT_e\Delta f = \frac{\overline{e^2}}{4R} = \frac{R\overline{i^2}}{4} = \frac{\overline{i^2}}{4I'(V)} = \frac{2qI\Delta f}{4I} = \frac{q\Delta f}{2\alpha},$$

et

$$T_e = \frac{q}{2k\alpha}. \qquad (b)$$

Ce résultat est remarquable : la température équivalente ne dépend pas du courant *I* traversant la diode, mais seulement du coefficient α de l'exponentielle. Si donc on excursionne une portion de la caractéristique $I(V)$, comme en chaque point, T_e est égal à $q/2\,k\alpha$, on obtient une température équivalente en mélangeur qui est encore donnée par (*b*).

Cependant la diode *PNP* peut être comparée à une diode à vide en régime de charge d'espace : la région P_2 joue le rôle de cathode émettrice, la région *N* en charge d'espace dans laquelle les porteurs ne font pratiquement aucun choc (libre parcours moyen supérieur à l'épaisseur de cette région) est analogue à l'espace cathode-anode, enfin l'électrode collectrice est fournie par la région P_1.

En utilisant les résultats obtenus dans le cas de la diode à vide [10], on pourrait penser avoir un courant

de bruit de la forme $\overline{i^2} = 2qI\Gamma^2$, formule dans laquelle Γ^2 représente un facteur de réduction du bruit de grenaille dû à la régulation de l'émission par la charge d'espace. En fait il n'y a pas de régulation, du moins pour les faibles densités de courant, car la charge d'espace est fixe et constante ; son rôle est uniquement de déterminer la forme du potentiel dans la région *N*. Il n'y a une régulation que dans le cas des densités de courant telles qu'il se crée une charge d'espace, due aux porteurs eux-mêmes, suffisamment importante pour influencer la hauteur de la barrière de potentiel.

Calcul de t

La diode *PNP* étant polarisée en un point fixe, on assimile la caractéristique Log $I(V)$ autour de ce point à une exponentielle et on calcule la pente α qui lui correspond. Avec l'expression de T_e obtenue précédemment on calcule le coefficient t :

$$t_{\text{calc.}} = \frac{T_e}{T_0} = \frac{q}{2kT_0\alpha} = \frac{\alpha_0}{2\alpha}$$

4.3. Résultats expérimentaux

La température équivalente en détecteur ou mélangeur se déduit simplement du facteur t, mesuré en petits signaux, par la relation $T_e = t\,T_0$.

Cela permet de mesurer facilement T_e et de comparer les valeurs obtenues aux valeurs calculées à partir de la pente de la caractéristique Log $I(V)$.

Les mesures de t ont été effectuées avec un amplificateur à faible bruit centré sur 10 MHz (fig. 17).

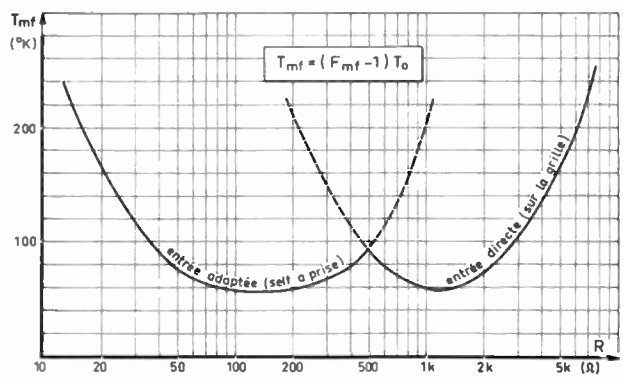


Fig. 17. — Température de bruit de l'amplificateur à 10 MHz.

Sur les figures 18 et 19 sont portées les courbes donnant T_e calculé et mesuré ainsi que R en fonction de I, pour deux diodes refroidies à 77 °K et 14 °K ; sur la diode N° 9 apparaît nettement l'effet de régulation du bruit lorsque le courant croît suffisamment.

Sur la figure 20 est tracée la loi théorique reliant T_e dû au bruit de grenaille au coefficient α de l'exponentielle $I(V)$; les points mesurés pour des α très différents sur une dizaine de diodes *PNP* montrent bien que le bruit de grenaille est la seule source de bruit importante dans la diode à effet de perçage.

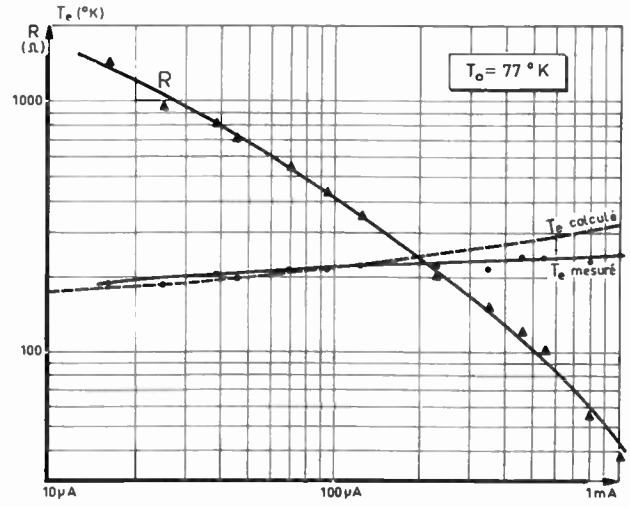


Fig. 18. — Mesures de R et T_e de la diode *PNP* n° 9.

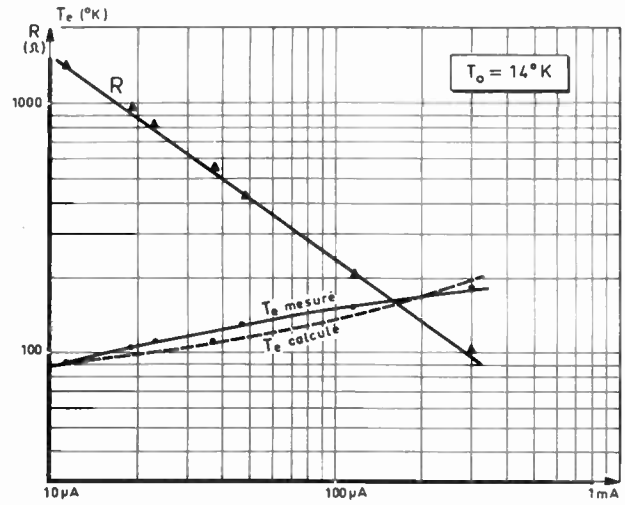


Fig. 19. — Mesures de R et T_e de la diode *PNP* n° 11.

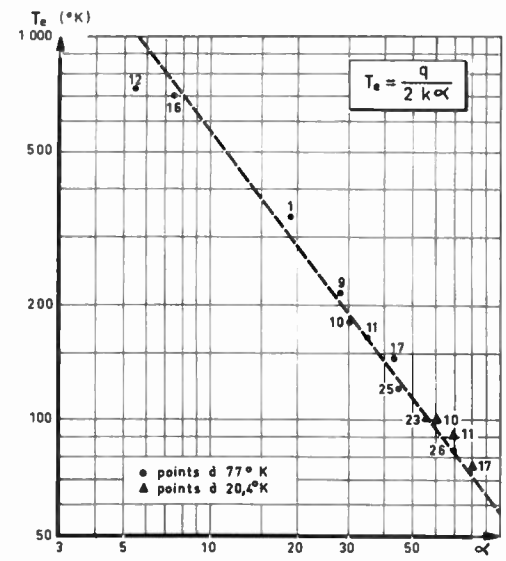


Fig. 20. — Courbure et température de bruit des diodes *PNP*.

D'autres mesures ont été effectuées en mélangeur à 1 000 MHz, avec sortie de la moyenne fréquence à 40 MHz ; elles sont résumées sur la figure 21 où sont portées les valeurs de L, T_e, F_R en fonction de α.

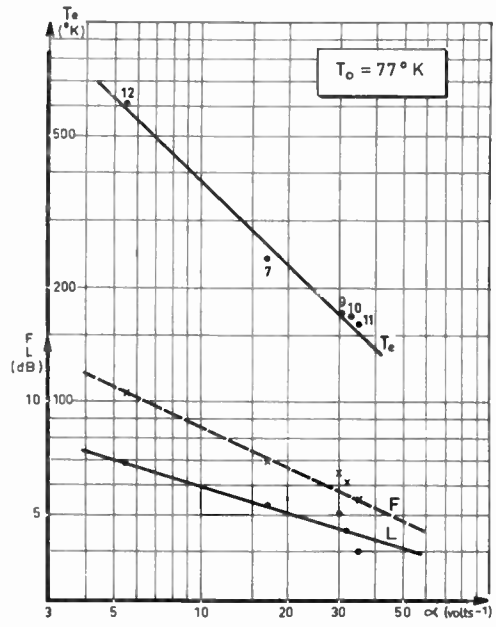


FIG. 21. — Performances en mélangeur des diodes *PNP*.

4.4. CONCLUSION

Les performances de la diode *PNP* sont limitées uniquement par le bruit de grenaille et ne dépendent, de ce fait, que de la pente de sa caractéristique exponentielle. La possibilité d'augmenter cette pente en refroidissant la diode et en choisissant des tensions de perçage faibles, sans augmenter en même temps la résistance série, permet d'obtenir en ondes décimétriques des mélangeurs à faibles pertes et à température équivalente de bruit inférieure à 150 °K ; ces performances sont cependant peu intéressantes par rapport à celles des amplificateurs paramétriques. Par contre, ces mêmes performances, maintenues grâce à l'excellent schéma équivalent des diodes *PNP*, les rendent très compétitives en ondes millimétriques par rapport aux diodes à pointe, d'autant plus qu'elles présentent une relative solidité technologique et l'absence de bruit $1/f$.

5. Les diodes tunnel et inverses

5.1. CARACTÉRISTIQUE $I(V)$

L'effet tunnel, qui a été mis en évidence par ESAKI dans les jonctions *p-n* très dopées et très abruptes, produit une caractéristique $I(V)$ violemment non linéaire, accompagnée d'une zone à résistances négatives pour des tensions positives comprises entre 50 et 350 mV dans le cas des diodes germanium qui seront étudiées ici (fig. 22). La densité de courant de l'effet tunnel varie dans de très grandes proportions avec les concentrations des régions *n* et *p*. Il existe ainsi, avec des sections utilisables en hyperfréquences, des diodes à niveau d'impédance négative très variable. Celles où l'effet de résistance négative est très faible sont appelées « diodes inverses ».

Les hypothèses d'ESAKI [11] permettent de calculer la caractéristique des diodes tunnel avec une bonne approximation :

$$I = K \int_{E_c}^{E_v} \rho(E)\{f_c(E) - f_v(E)\}\mathrm{d}E,$$

où $\rho(E)$ = densité d'états,

$$f_c(E) = \frac{1}{1+\exp\dfrac{E-E_{fn}}{kT}},$$

$$f_v(E) = \frac{1}{1+\exp\dfrac{E-E_{fp}}{kT}}.$$

E_{fn} et E_{fp} sont les niveaux de Fermi dans les régions *n* et *p*, liés par la tension de polarisation :

$$qV = E_{fn} - E_{fp}.$$

E_c et E_v sont les limites des bandes de conduction et de valence.

Il est intéressant de noter que ce courant I est la différence de deux courants I_1 et I_2 physiquement opposés :

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= K\int_{E_c}^{E_v} \rho(E) f_v(E)[1-f_c(E)]\mathrm{d}E \\ I_2 &= K\int_{E_c}^{Ev} \rho(E) f_c(E)[1-f_v(E)]\mathrm{d}E \end{aligned}\right\} \quad I = I_2 - I_1,$$

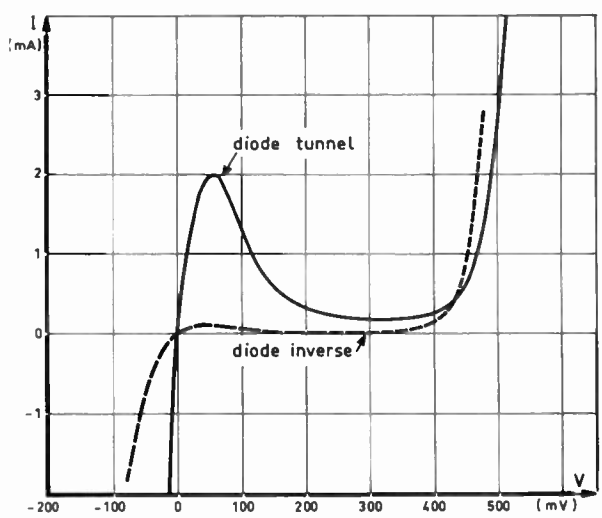


FIG. 22. — Caractéristiques $I(V)$ des diodes tunnel et inverses Ge.

dont on peut écrire la somme, après quelques manipulations algébriques, sous la forme :

$$I_1+I_2=(I_2-I_1)\frac{\exp\frac{qV}{kT}+1}{\exp\frac{qV}{kT}-1},$$

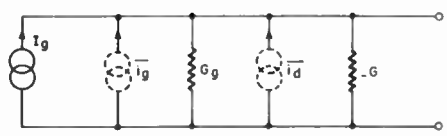
Soit :

$$I_{tot}=I\coth\frac{qV}{kT}.$$

On peut ainsi calculer avec précision, à partir du courant $I(V)$ de la caractéristique continue, le courant $I_{tot}(V)$ qui excite le bruit de grenaille.

5.2. Bruit de fond

Le bruit de grenaille est la seule source importante de bruit des diodes tunnel et inverses pour la plupart de leurs applications. En effet la résistance série de ces diodes est très faible à cause des dopages très élevés nécessaires pour l'effet tunnel, ce qui rend négligeable la contribution du bruit thermique. De même, ces concentrations élevées d'impuretés et la technologie d'alliage employée pour faire les diodes diminuent l'importance des états de surface au point de rendre le bruit $1/f$ tout à fait négligeable jusqu'à de très basses fréquences [12]. A lui seul, le bruit de grenaille constitue cependant une limitation sévère aux performances des diodes tunnel en hyperfréquences, comme on peut s'en rendre compte en analysant le facteur de bruit d'un amplificateur à diode tunnel, dont le schéma équivalent à la résonance est représenté sur la figure 23.



$\bar{i}_g=(4kT_0G_g\Delta f)^{\frac{1}{2}}$ $\bar{i}_d=(2qI_{tot}\Delta f)^{\frac{1}{2}}$

Fig. 23. — Schéma équivalent de l'amplificateur à diode tunnel.

Le gain en puissance disponible est :

$$G_{disp.}=\frac{\frac{V^2}{4}(G_g-G)}{\frac{I_g^2}{4}G_g}=\frac{G_g}{G_g-G}.$$

La puissance de bruit disponible à la sortie est :

$$N_{disp.}=\frac{4kT_0\Delta fG_g+2qI_{tot}\Delta f}{4(G_g-G)}.$$

Et le facteur de bruit de l'amplificateur :

$$F=\frac{N_{disp.}}{kT_0\Delta fG_{disp.}}=1+\frac{q}{2kT_0}\frac{I_{tot}}{G_g}.$$

Les tensions de la région de résistance négative sont suffisamment grandes devant $\frac{kT_0}{q}=25$ mV pour qu'on puisse écrire dans cette zone :

$$I_{tot}=I\coth\frac{qV}{kT_0}\cong I.$$

Pour un gain en puissance disponible, élevé de façon à masquer le bruit des étages suivants, on a de plus : $G_g\cong|G|$, et finalement :

$$F=1+\frac{q}{2kT_0}\frac{I}{|G|}.$$

La valeur de $\frac{q}{2kT_0}\frac{I}{G}$ qu'on appelle souvent « constante de bruit » de la diode tunnel dépend du matériau : 2,4 pour AsGa ; 1,3 pour Ge ; 0,8 GaSb. Les valeurs de F sont, respectivement, 5,4 ; 3,8 et 2,6 dB.

De même, le bruit de grenaille limite les performances en détecteur et mélangeur, on peut le caractériser par :

$$t=\frac{qI\coth\frac{qV}{kT}\cdot R}{2kT_0}.$$

5.3. Résultats expérimentaux

L'expression précédente permet de calculer $t_{calc.}$ en fonction de V après avoir relevé expérimentalement $I(V)$ et $R(V)$. Les valeurs calculées en fonction de V et I pour deux diodes typiques sont présentées sur les figures 24 et 25, ainsi que les points expérimentaux mesurés avec l'amplificateur à 40 MHz

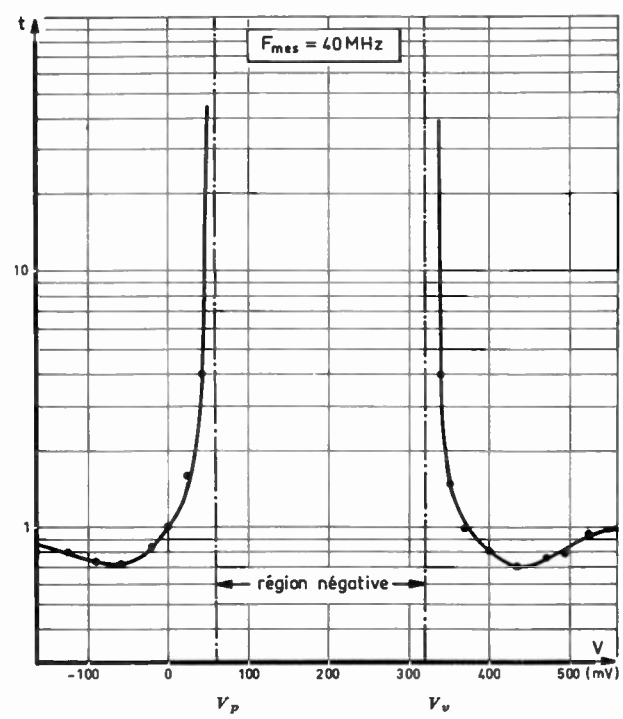


Fig. 24. — Mesures de t d'une diode tunnel.

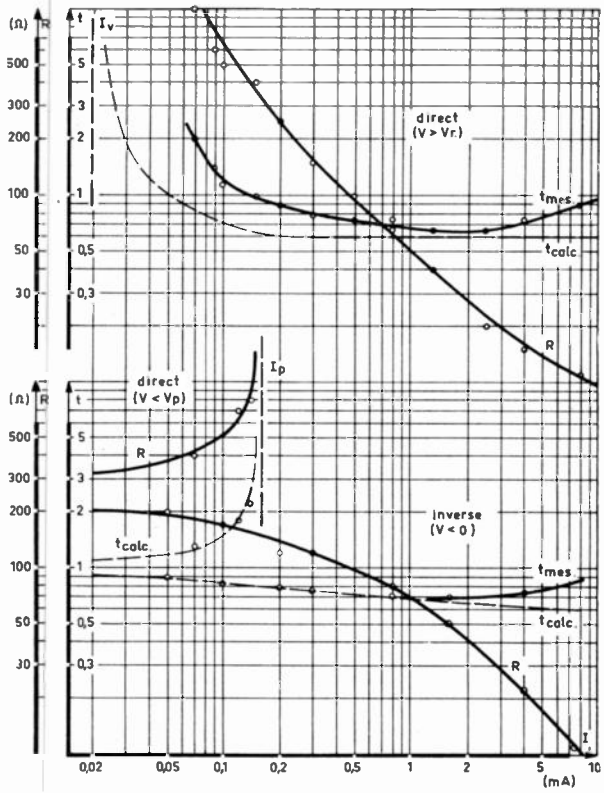


FIG. 25. — Mesures de R et t des diodes inverses.

(fig. 8). L'excellente concordance entre les points de mesure et la courbe calculée est une conséquence de l'absence totale de bruit $1/f$. Cette absence a été vérifiée plus directement en mesurant le facteur t d'une diode inverse typique dans la gamme de fréquences 40 Hz - 15 kHz. La comparaison avec les facteurs de température de quelques diodes à pointe est saisissante (fig. 26).

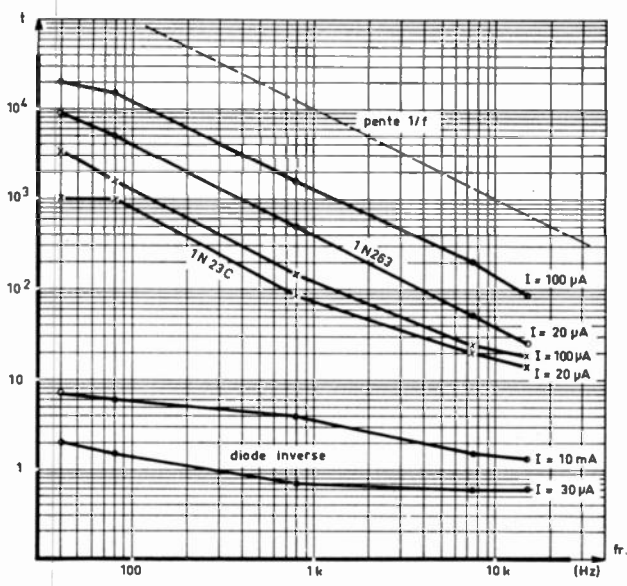


FIG. 26. — Le bruit $1/f$ des diodes à pointe et des diodes inverses.

Enfin, les mesures dans des conditions large bande avec moyenne fréquence à 10 MHz (fig. 17) d'un mélangeur à diode inverse sont présentées sur la figure 27. On peut remarquer que l'absence de bruit $1/f$ entraîne ici des coefficients t_m qui varient peu avec le niveau d'oscillateur local appliqué. Contrairement au cas des diodes à pointe, le minimum du facteur de bruit coïncide avec celui des pertes de conversion. Les performances de ce type de mélangeur passif réalisé avec les diodes inverses sont limitées au point

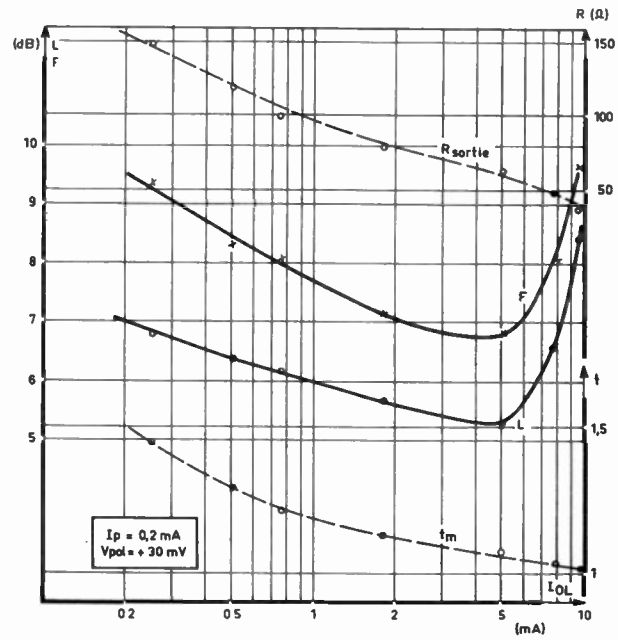


FIG. 27. — Performances d'un mélangeur à diode inverse.

de vue bruit par le bruit de grenaille qui entraîne des coefficients t_m voisins de l'unité. La limitation est beaucoup plus sévère encore pour un mélangeur actif à diode tunnel, fonctionnant dans le même circuit large bande (fig. 28), où le facteur de bruit reste du même ordre de grandeur que pour le mélangeur passif, malgré un gain de conversion. Ce résultat s'explique par les températures équivalentes de bruit très élevées produites par le bruit de grenaille au voisinage du sommet de la caractéristique tunnel.

5.4. CONCLUSION

L'emploi en amplificateur de la diode tunnel est strictement limité par le bruit de grenaille ce qui la rend peu compétitive, malgré sa grande simplicité, avec l'amplificateur paramétrique. En mélangeur et en détecteur ce même bruit de grenaille explique des performances du même ordre de grandeur que les diodes à pointe. Seul le comportement en très basse fréquence, dans la zone du bruit $1/f$, est fondamentalement différent et peut permettre des applications spécialement intéressantes par rapport aux diodes classiques. Cette absence de bruit $1/f$ rend, de plus, la diode inverse très intéressante aux fréquences

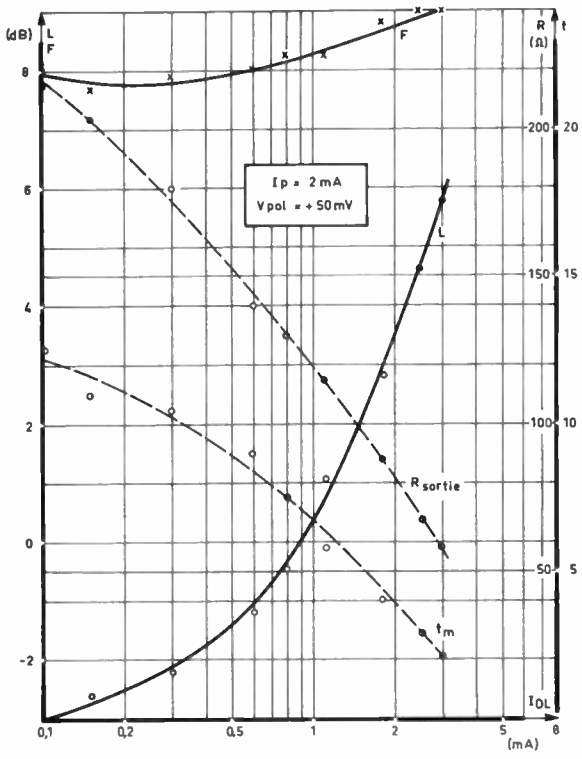


FIG. 28. — Performances d'un mélangeur à diode tunnel.

millimétriques où le bruit $1/f$ des diodes classiques est catastrophique à cause des très faibles sections employées à ces fréquences.

6. Conclusions

Le bruit de fond des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire utilisés comme détecteurs et mélangeurs en hyperfréquences est dû essentiellement à l'effet de grenaille. Le bruit de grenaille apparaît ainsi comme la limitation fondamentale des applications des résistances non linéaires à la réception des hyperfréquences. Il se manifeste avec des ordres de grandeur comparables dans tous les éléments étudiés dans cet article. Le choix d'un de ces éléments en vue d'une application donnée devra donc être fait avec d'autres critères : la fréquence de coupure et la technologie de fabrication et d'emploi dans les circuits seront généralement les facteurs déterminants. Ces facteurs sont discutés d'une façon détaillée dans les références [7, 8, 12] respectivement pour les trois éléments présentés ici. La comparaison définitive de ces éléments entre eux est difficile à l'heure actuelle, faute d'études suffisantes, surtout dans la gamme supérieure des hyperfréquences ; les ondes millimétriques constituent pourtant un domaine où les éléments à résistance non linéaire sont encore les seuls à être utilisés en réception.

***

L'étude des diodes *PNP* a été possible grâce à l'appui du S.T.T.A. et celle des diodes inverses grâce à celui du C.N.E.T.

Nous remercions vivement M. J. ROUH qui a effectué avec la plus grande compétence les mesures présentées dans cet article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] VAN DER ZIEL. — Noise, chap. 5, Prentice-Hall. New York.

[2] BELL. — Electrical Noise, chap. 10, Van Nostrand Cy, London.

[3] UHLIR. — Characterization of crystal diodes for low-level microwave detection. *The Microwave Journal*, p. 59, July 1963.

[4] MULLER. — Mélangeur à basse température. *Colloque International sur les dispositifs à semiconducteurs*, tome I, p. 761, Paris 1961.

[5] BLACKWELL et KOTZEBUE. — Semiconductor diode parametric amplifiers. Chap. 2-2, Prentice-Hall, New Jersey.

[6] MESSENGER et Mc COY. — Theory and operation of crystal diodes as mixers, *PIRE*, p. 1269, Sept. 1957, sec. X.

[7] TORREY et WHITMER. — Crystal Rectifiers, chap. 4-3, Mc Graw-Hill, New York.

[8] MONIER. — Contribution à l'étude d'une structure *PNP* en régime de perçage en vue d'applications en hyperfréquences. *Annales de Radio-Electricité*, juillet 1964.

[9] SHOCKLEY et PRIM. — *Physical Review*, t. 90, p. 753, 1953.

[10] GRIVET et BLAQUIERE. — Le bruit de fond, chap. III B 4, Masson, Paris.

[11] ESAKI. — New Phenomenon in narrow Ge *p-n* junctions, *Phys. Rev.* Janvier 1958.

[12] DEROY et LECLERC. — Caractéristiques et utilisation des diodes inverses pour la détection en hyperfréquences. *Annales de Radio-Electricité*, janvier 1964.

SPECTRE DE BRUIT DES OSCILLATEURS HYPERFRÉQUENCE

Application à deux types de klystrons, Bande Ka (35 GHz)

PAR

R. JUILLERAT

Société anonyme Lignes Télégraphiques et Téléphoniques
Laboratoire de Montrouge

1. Introduction

Les caractéristiques du spectre de bruit entourant le signal émis par un oscillateur hyperfréquence sont, dans de nombreux cas, demandées au constructeur de l'oscillateur par les ingénieurs chargés d'un projet d'équipement.

Le bruit peut intervenir de différentes façons selon les services que l'on attend du système hyperfréquence à constituer :

a) Dans un récepteur superhétérodyne destiné à démoduler un signal modulé *en amplitude*, le signal de l'oscillateur local est détecté par le cristal mélangeur. Il en résulte que, si en général les bruits de modulation de fréquence ne sont pas nuisibles, les bruits de fond et de modulation d'amplitude, par contre, sont transmis en fréquence intermédiaire.

b) Dans un récepteur superhétérodyne destiné à démoduler un signal modulé *en fréquence*, de même que dans tout système utilisant la fréquence comme élément de mesure (mesure de vitesses par effet Doppler...), les bruits de modulation de fréquence interviennent comme éléments parasites au même titre que les bruits de modulation d'amplitude et les bruits de fond.

Il est à remarquer que, dans le cas *a)*, le bruit en fréquence intermédiaire peut être considérablement réduit par l'emploi d'un mélangeur symétrique qui donne, dans le circuit d'entrée, des composantes de bruit en opposition de phase. Néanmoins, il s'agit là d'une complication de circuit qui n'est réalisée que si c'est nécessaire, d'où l'exigence a priori de la connaissance du spectre de bruit.

2. Considérations théoriques

2.1. Nature du spectre de bruit d'un oscillateur hyperfréquence

La puissance émise à une certaine fréquence par un oscillateur est accompagnée d'un spectre de bruit que l'on peut décomposer en trois éléments :

1° Un bruit de fond (dont la puissance sera appelée N_f) engendré dans la bande hyperfréquence et correspondant au bruit normalement créé dans un amplificateur linéaire,

2° Un bruit de modulation d'amplitude (dont la puissance sera appelée N_{am}) dû à la modulation de la porteuse par des bruits d'origine basse fréquence, du fait des propriétés non linéaires de l'oscillateur.

3° Un bruit de modulation de fréquence (dont la puissance sera appelée N_{fm}) et dû aux mêmes causes que ci-dessus.

Une fraction des bruits de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence peut être corrélée si les bruits sont créés par la même cause.

Les causes de bruit sont multiples. On peut citer :

- fluctuations d'émission de cathode,
- fluctuations de vitesses d'électrons,
- fluctuations de captations d'électrons par diverses électrodes (bruit de partition),
- ions positifs (créant principalement des bruits de modulation),
- collisions électrons-ions,
- fluctuations des tensions d'alimentation,
- microphonie.

2.2. Remarques sur les bruits de modulation

Soit une porteuse $V_0 \cos \omega t$ modulée en amplitude à la pulsation Ω et avec un taux de modulation égal à a. Le signal résultant est :

$$V_0(1 + a \sin \Omega t) \cos \omega t = V_0 \cos \omega t \pm \frac{aV_0}{2} \sin (\omega \pm \Omega)t$$

Soit une porteuse $V_0 \sin \omega t$ modulée en fréquence avec un indice de modulation b supposé petit (ce qui sera pratiquement toujours le cas en bruit de

modulation de fréquence). Dans ce cas on peut limiter le spectre de fréquence aux deux bandes latérales et écrire :

$$V_0 \sin(\omega t + b \sin \Omega t) \cong V_0 \cdot J_0(b) \sin \omega t \pm V_0 \cdot J_1(b) \sin(\omega \pm \Omega)t$$

$$\cong V_0 \sin \omega t \pm \frac{V_0 b}{2} \sin(\omega \pm \Omega)t \qquad (2)$$

1re *remarque :* On voit que, dans ces conditions, une onde modulée par un signal sinusoïdal en amplitude peut être convertie en une onde modulée en fréquence par déphasage de $\pi/2$ de la porteuse et inversement. Il en sera évidemment de même pour un signal composite.

On peut aussi envisager la même porteuse modulée simultanément en amplitude et en fréquence :

$$V_0(1 + a \sin \Omega t) \cdot \sin(\omega t + b \sin \Omega t).$$

Tous calculs faits et en négligeant les termes du second ordre, ce signal s'écrit :

$$V_0 \sin \omega t \pm \frac{V_0 a}{2}[(\sin \omega \pm \Omega)t - \pi/2] \pm \frac{V_0 b}{2} \sin(\omega \pm \Omega)t.$$

2e *remarque :* Pour chacune des deux bandes latérales, les composantes de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence sont en quadrature.

3e *remarque :* Un cristal recevant un signal accompagné de son spectre de bruit et débitant dans un amplificateur à fréquence intermédiaire peut être considéré :

— soit comme un détecteur délivrant un signal basse fréquence égal à la fréquence intermédiaire et correspondant à la modulation d'amplitude du signal incident ;

— soit comme un mélangeur polarisé par le signal incident. Celui-ci joue le rôle d'onde locale vis-à-vis de laquelle les composantes de bruit, écartées de part et d'autre d'une fréquence égale à la fréquence centrale de l'amplificateur, se présentent comme un signal incident. De ce fait, ces composantes sont mélangées à l'onde locale et, en vertu des remarques 1re et 2e ci-dessus, seules les composantes de bruit dues à la modulation d'amplitude et au bruit de fond donnent un signal en fréquence intermédiaire.

Le résultat est donc le même et il est indifférent de considérer le cristal comme un détecteur ou comme un mélangeur.

2.3. Mesure de bruit par détection directe

Le principe de la mesure est représenté en figure 1. La puissance issue de l'oscillateur en essai (oscillant à la fréquence F) est appliquée sur un cristal mélangeur. Le signal détecté est amplifié dans un amplificateur sélectif centré sur la fréquence f et ayant une bande B. Ce dernier amplifiera la puissance de bruit contenue dans deux bandes de largeur B et centrée sur $(F-f)$ et $(F+f)$. Tenant compte de ce que le bruit de fond est un signal aléatoire, que les composantes de bruit de modulation d'amplitude des deux bandes s'ajoutent et que les composantes de bruit de modulation de fréquence s'annulent, la puissance de bruit amplifiée est égale à $4N_{am}+2N_f$, les valeurs N_{am} et N_f étant les puissances de bruit contenues dans chacune des deux bandes latérales.

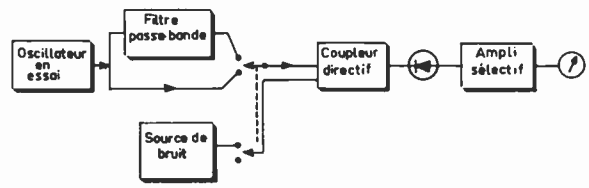


Fig. 1. — Mesure de bruit par détection. Principe.

Il est commode de faire cette mesure par comparaison avec une source dont la température de bruit est connue, ce qui élimine de la mesure les caractéristiques de gain de l'amplificateur. La puissance de bruit issue de la source est mélangée à la porteuse de l'oscillateur en essai, démuni de son bruit propre à l'aide d'un filtre passe-bande. Il faut veiller à ce que le filtre ne produise pas de distorsion de phase aux fréquences $F-f$ et $F+f$ ce qui aurait pour effet de convertir partiellement des composantes de modulation d'amplitude en modulation de fréquence et inversement.

La puissance de bruit amplifiée en provenance de la source est donc : $2K\,(T_1-T_0)\,B$, (T_1 étant la température de bruit de la source et T_0 la température ambiante).

La puissance de bruit de l'oscillateur peut donc être exprimée en température de bruit ramenée à la puissance nominale de la porteuse (ou à une puissance de référence prédéterminée).

Il est aussi courant d'exprimer cette puissance de bruit en dB/Hz, correspondant au rapport : puissance de porteuse/puissance de bruit par hertz de bande.

2.4. Mesure de bruit par superhétérodyne

Le principe de la mesure est représenté en figure 2. L'oscillateur en essai est démuni de la porteuse par un filtre de réjection. Le spectre de bruit est mélangé à l'onde d'un oscillateur local (de fréquence F_0).

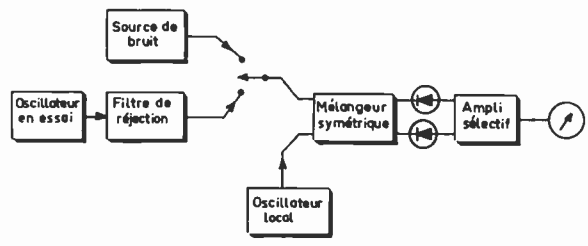


Fig. 2. — Mesure de bruit par superhétérodyne. Principe.

Le signal résultant est amplifié dans un amplificateur sélectif de fréquence centrale f et de bande B. Afin de ne pas perturber la mesure par le bruit de

l'oscillateur local, le mélangeur utilisé est du type symétrique. Comme ci-dessus, la mesure est faite de préférence par comparaison avec une source de bruit, de température connue.

Dans chacune des deux bandes (fig. 3) (F_0-f) et (F_0+f), l'appareillage mesure une puissance de bruit égale à $N_f+N_{am}+N_{fm}$. Les puissances à F_0-f et à F_0+f n'étant pas égales, leur détermination pourra se faire par récurrence en partant de F_0 très éloignée de F, (là où ces puissances sont petites et peuvent être sans grande erreur supposées égales)

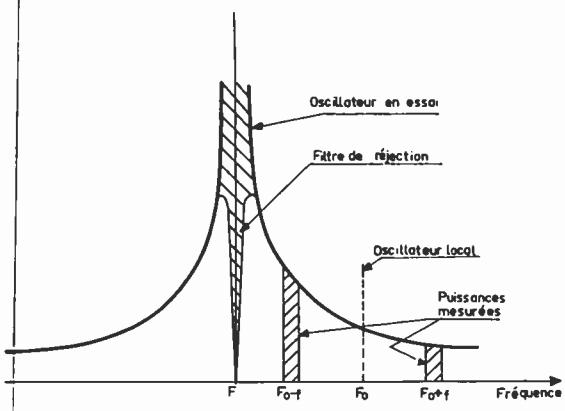


FIG. 3. — Mesure de bruit par superhétérodyne. Spectre de fréquence.

et en soustrayant chaque fois du total mesuré la partie que l'on vient de calculer.

Lorsque F_0 est égale à F, les puissances des deux bandes sont égales et la mesure continue à donner $2N_f+2N_{am}+2N_{fm}$, puisqu'ici il n'y a pas de cohérence de phase entre F et F_0.

Si la porteuse est modulée simultanément en amplitude et en fréquence par la même cause, nous avons vu que, en chaque point du spectre, les composantes correspondantes sont en quadrature. Or, la puissance de deux ondes en quadrature étant égale à la somme des puissances de chacune des composantes, la mesure sera la même que ces modulations soient correlées ou non. Il pourrait ne pas en être ainsi, si un temps de retard apparaissait entre les deux types de modulation. Mais pour que le résultat soit sensible sur le spectre, il faudrait que ce retard soit inversement proportionnel à la fréquence de modulation (déphasage constant), ce qui est très peu probable.

2.5. Mesure du bruit de modulation de fréquence

Une première méthode consiste à placer devant le cristal un discriminateur afin de convertir la modulation de fréquence en modulation d'amplitude. Mais la mesure est limitée à la partie linéaire du discriminateur qui est en général très petite devant le spectre de bruit et, d'autre part, le bruit de modulation d'amplitude existe toujours en partie si on ne prend pas de précautions spéciales.

Une autre méthode consiste à séparer, à l'aide de filtres et de coupleurs, la porteuse seule et le spectre de bruit sans la porteuse, puis à les mélanger après avoir déphasé la porteuse $\pi/2$. Le bruit de modulation de fréquence est converti en bruit de modulation d'amplitude et inversement.

Cette mesure donne une puissance de bruit égale à $4N_{fm}+2N_f$.

2.6. Séparation des composantes de bruit

Les trois types de mesures ci-dessus fournissent trois grandeurs respectivement égales à :

$$N_1 = 2N_{am}+N_f,$$

$$N_2 = 2N_{fm}+N_f,$$

$$N_3 = N_{am}+N_{fm}+N_f.$$

Ces trois équations ne sont pas linéairement indépendantes puisque $N_1+N_2=2N_3$.

Il est donc impossible de séparer en toute rigueur les trois composantes du spectre de bruit.

3. Mesures

3.1. Généralités

L'étude ci-dessous a été entreprise lors de la mise en fabrication d'un type de klystron non conventionnel, dit « à champ retardateur ». Ce klystron oscille selon une interaction électrons-champs différente de celle qui existe dans les klystrons réflexes. Il devenait alors très important de savoir si ce nouveau type de tube — très prometteur quant aux autres performances — pouvait devenir compétitif avec les klystrons réflexes classiques, en particulier lors d'une utilisation dans des récepteurs superhétérodynes en bande K_a, où le bruit de l'oscillateur local a une importance primordiale.

Cette étude a donc consisté à mesurer et à comparer entre eux les spectres de bruit du klystron réflexe type KL2T3 et du klystron à champ retardateur type KL3T1, tous deux étant des oscillateurs en bande K_a (35 GHz).

Afin d'être certain de ne pas avoir de composantes de bruit dues aux alimentations, le spectre de bruit global a été relevé sur un tube de chaque type, avec :

1° son alimentation normale,

2° une alimentation par piles.

Aucune différence entre les deux spectres n'a été constatée.

3.2. Mesures par détection directe

L'appareillage est décrit en figure 4 :

Le klystron en essai est suivi d'un ondemètre (O), puis d'un isolateur (I). Il débite ensuite dans une jonction hybride (3 dB) dont les deux voies de sorties débouchent respectivement sur un court-circuit variable et une cavité accordable et adaptée à la résonance. Ce système joue le rôle de filtre accordable :

1° par désaccord de la cavité et avec court-circuit

accordé au maximum de la transmission, le circuit est apériodique et la perte d'insertion est petite (p_i).

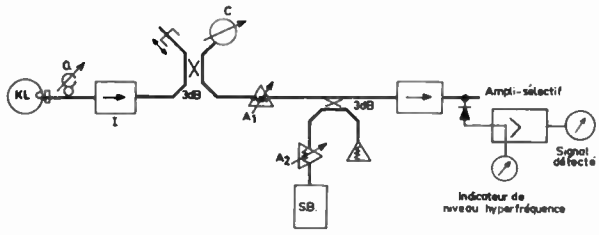


FIG. 4. — Mesure de bruit par détection directe. Description de l'appareillage.

2° par court-circuit ajusté au minimum de la transmission et ensuite par accord de la cavité, le circuit devient passe-bande (bande de la cavité) avec une perte d'insertion d'environ 6 dB.

L'énergie traverse ensuite un atténuateur A_1 variable et étalonné, puis un mélangeur (coupleur 3 dB) et aboutit au cristal détecteur. Ce dernier débite dans un amplificateur de fréquence centrale 45 MHz et de bande passante égale à 2 MHz.

Après amplification, le courant détecté, fonction de la puissance de bruit mesurée, est affiché sur un milliampèremètre. Par ailleurs, le courant détecté par le cristal, et fonction de la puissance de la porteuse, est affiché sur un autre indicateur.

Le mélangeur hyperfréquence reçoit, d'autre part, le signal émis par une source de bruit (source 6T32 L.T.T. de 17 500 °K), atténué par l'atténuateur variable étalonné A_2.

La mesure se fait de la façon suivante :

1° filtre en apériodique : fermer complètement l'atténuateur A_2 puis relever les valeurs des deux indicateurs et la valeur de l'atténuation A_1.

2° filtre en passe-bande : rétablir le niveau hyperfréquence par A_1, puis rétablir le niveau de bruit par A_2 dont on relève la valeur.

La température de bruit du klystron T_k, correspondant à la totalité de la puissance de bruit fournie dans les deux bandes latérales situées à $\pm$ 45 MHz (c'est-à-dire $4N_{am}+2N_f$), est donnée par :

$$T_k = T_0 + \frac{2A_1 p}{A_2}(T_1 - T_0),$$

avec T_1 : température de bruit de la source (17 500 °K),

p : perte d'insertion de l'ensemble « isolateur klystron + filtre en apériodique »,

A_1 et A_2 : valeurs des atténuateurs correspondants.

Les résultats sont portés sur les figures 6, 7, 8, et 9 qui sont explicitées plus bas.

Cette température correspond à la puissance effectivement fournie par la porteuse. Elle a été réduite dans un rapport tel qu'elle correspond à une puissance de porteuse de 10 mW.

Une deuxième échelle exprime le bruit en dB/Hz du rapport signal/bruit et vaut :

$$10 \log \frac{\text{puissance porteuse}}{k \cdot T_k}$$

3.3. MESURE PAR SUPERHÉTÉRODYNE

L'appareillage est représenté en figure 5.

Le klystron en mesure débite dans un atténuateur A_1 et un isolateur I. L'énergie passe ensuite dans un filtre interférentiel constitué de deux jonctions hybrides à 3 dB entre lesquelles se trouvent deux longueurs différentes de guide d'onde. Un tel filtre permet d'obtenir une valeur de réjection élevée. L'atténuateur A_f permet de compenser les différences d'atténuation des deux voies du filtre.

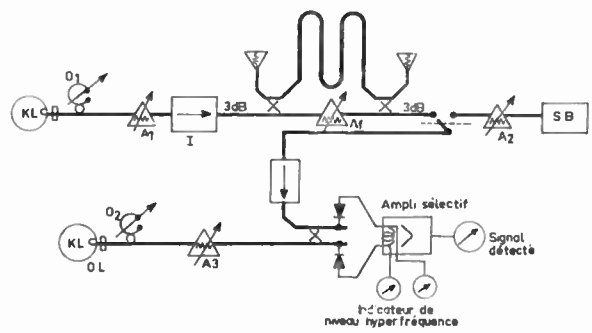


FIG. 5. — Mesure de bruit par superhétérodyne. Description de l'appareillage.

A la sortie du filtre, la puissance de bruit, démunie de la porteuse, passe à travers un commutateur de guide, puis par un isolateur et entre dans la voie signal d'un mélangeur symétrique alimenté par un deuxième klystron utilisé en oscillateur local. L'amplificateur à fréquence intermédiaire est à 45 MHz de fréquence centrale et à 2 MHz de bande passante.

Le commutateur de guide permet de recevoir, à la place du bruit du klystron, la puissance de bruit issue d'une source de bruit (L.T.T. 6T32 de 17 500 °K) atténuée par l'atténuateur A_2.

La mesure se fait de la façon suivante :

1° Le klystron à mesurer est centré sur une fréquence de réjection du filtre. Cette opération peut être contrôlée à l'aide du courant détecté par les cristaux mélangeurs après avoir complètement fermé l'atténuateur A_3.

2° L'oscillateur local est centré (à l'aide de l'ondemètre O_2) sur la même fréquence ou sur une fréquence F_0 espacée de F d'un multiple égal au pas du filtre. Le niveau de l'indicateur est relevé.

3° A l'aide du commutateur de guide, le bruit du klystron est remplacé par le bruit de la source et le niveau à l'indicateur est rétabli avec l'atténuateur A_2.

La somme des températures de bruit du klystron correspondant à deux bandes situées à

$(F_0 - F + 45\ \text{MHz})$ et $(F_0 - F - 45\ \text{MHz})$

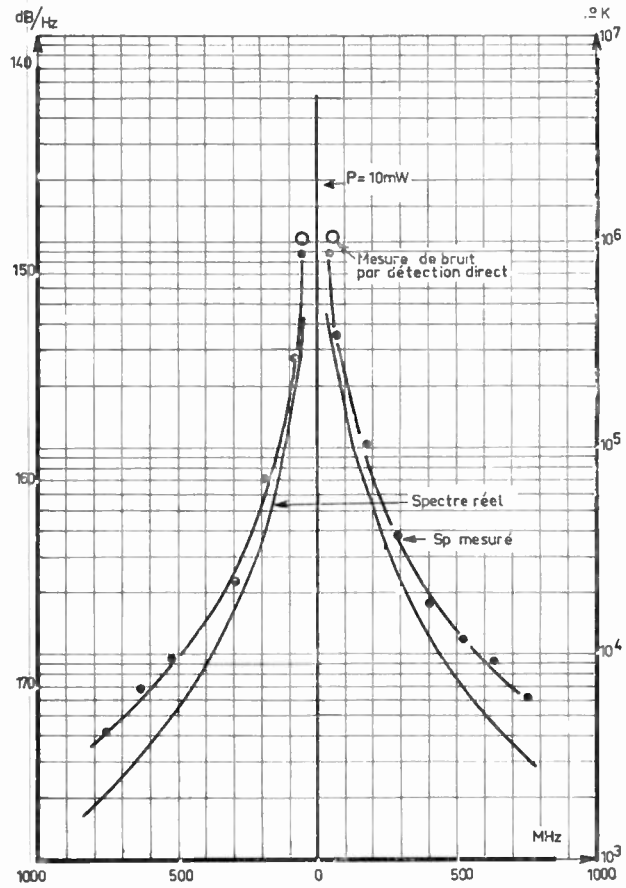


FIG. 6. — Klystron réflexe KL 2T3 ; mode 6 3/4 ; VA = 2 kV ; λ_0 = 8,6 mm.

est donnée par :

$$T_k = T_0 \frac{2A_1 p'}{A_2}(T_1 - T_0)$$

avec :

T_1, A_1 et A_2 ayant mêmes valeurs que précédemment.

p' = perte d'insertion de l'isolateur en sortie du klystron + perte du filtre à une fréquence située à 45 MHz de la fréquence de réjection (soit ici 2 dB).

Comme précédemment, ces valeurs sont ramenées à une puissance de porteuse de 10 mW et elles permettent de tracer le spectre mesuré : courbes en pointillé sur les relevés (fig. 6 à 8).

Le spectre réel est ensuite calculé de la façon suivante : en se plaçant à une extrémité du spectre et en supposant, sans grande erreur, que le bruit y est constant sur un intervalle de 90 MHz, la température de bruit réelle est égale à la moitié de la valeur relevée. A partir de ce point, et en revenant vers la porteuse par intervalles de 90 MHz, on soustrait de la valeur mesurée la valeur connue.

Les courbes en traits pleins correspondent au spectre réel, soit à une puissance égale à : $N_{am} + N_{fm} + N_f$. L'échelle de gauche permet de les exprimer en dB/Hz et l'échelle de droite en température.

Par le procédé qui vient d'être décrit, le spectre n'est tracé que de part et d'autre d'une bande de ± 45 MHz entourant la porteuse. Il est possible de se rapprocher davantage de la porteuse en déplaçant F_0 de (F−45 MHz) à (F+45 MHz) et en tenant compte des diverses atténuations apportées par le filtre entre la fréquence de réjection et la bande passante. Ce relevé a été fait sur quelques tubes, jusqu'à ± 10 MHz de la porteuse et un exemple est donné sur la figure 9.

3.4. Conclusions

Des exemples de spectres obtenus sont représentés sur les figures 6, 7, 8 et 9.

De l'ensemble des mesures effectuées résultent les conclusions suivantes :

3.4.1. *Klystron réflexe KL2T3*

Le fonctionnement en mode 6 3/4 donne un bruit d'environ 10 dB plus élevé que le fonctionnement en mode 5 3/4.

Dans la gamme d'accord mécanique, le niveau de bruit ne varie pas de plus de 3 dB.

3.4.2. *Klystron à champ retardateur KL3T1*

Ce type de tube n'ayant qu'un seul mode de fonctionnement utilisable, son bruit a été examiné dans

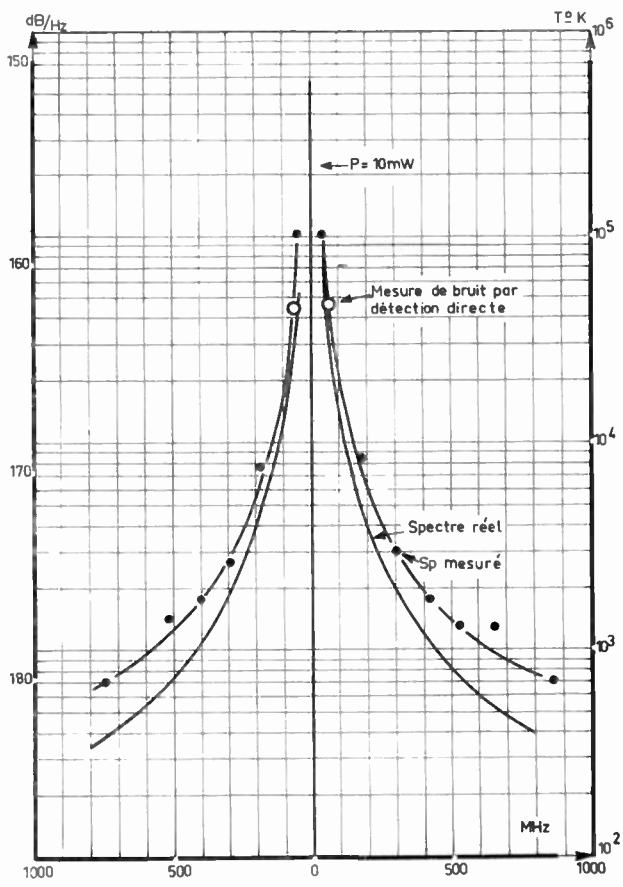


FIG. 7. — Klystron réflexe KL 2T3 ; mode 5 3/4 ; VA = 2 k V; λ_0 = 8,6 mm.

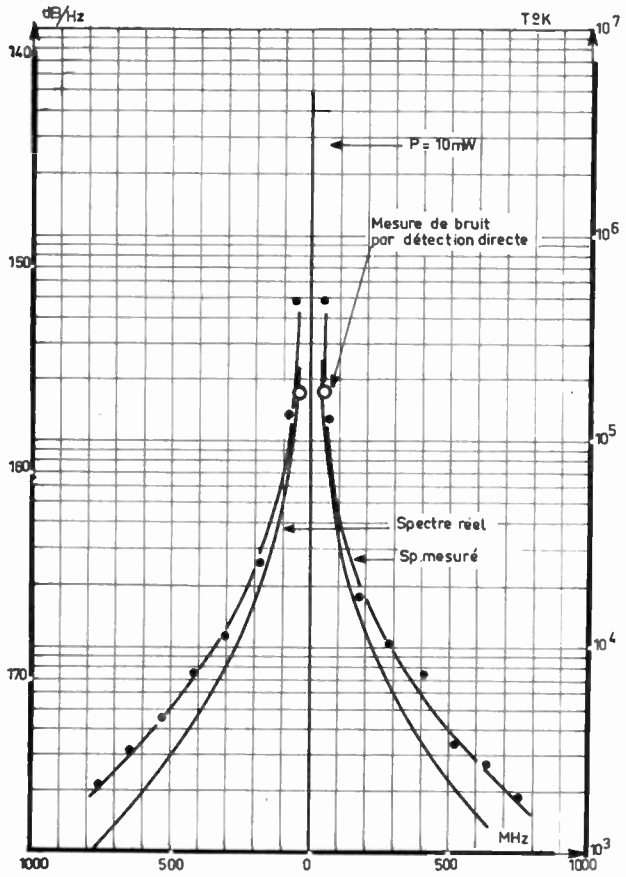


FIG. 8. — Klystron à champ retardateur KL 3T1 ; VA = 500 V λ_0 = 8,6 mm.

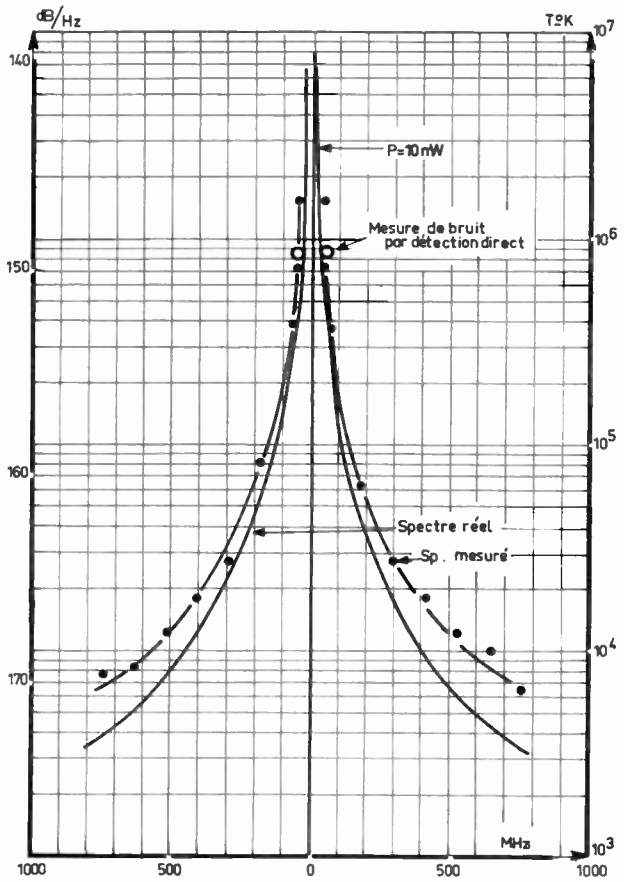


FIG. 9. — Klystron réflexe KL 2T3 ; mode 5 3/4 ; VA = 2 kV ; λ_0 = 8,8 mm.

sa gamme de fonctionnement : sa variation n'y excède pas 3 dB.

3.4.3. *Comparaison des klystrons KL2T3 et KL3T1*

Le klystron à champ retardateur a un spectre de bruit et un bruit mesuré en détection directe qui se placent entre les résultats obtenus sur le klystron réflexe oscillant en mode 5 3/4 et en mode 6 3/4.

Pratiquement la dispersion des bruits émis d'un tube à un autre est telle que ces deux types de tubes peuvent être considérés comme globalement équivalents.

La séparation des composantes de bruit est, comme on l'a vu, théoriquement impossible, mais on peut avoir une estimation des composantes de bruit de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence à $\pm$ 45 MHz du signal en supposant que le bruit de fond y est négligeable vis-à-vis de ces deux composantes.

Par conséquent, le spectre de bruit donnant (à $\pm$ 45 MHz) une puissance de bruit approximativement égale à $(N_{am} + N_{fm})$ et la mesure par détection directe, une puissance de bruit approximativement égale à $4N_{am}$, on constate que :

— sur le klystron réflexe les bruits de modulation de fréquence et de modulation d'amplitude sont, à 45 MHz, égaux et valent :

$N_{am} = N_{fm}$ = 153 à 157 dB/Hz en mode 6 3/4,
$N_{am} = N_{fm}$ = 163 à 167 dB/Hz en mode 5 3/4,

— sur le klystron à champ retardateur le bruit de modulation de fréquence est supérieur au bruit de modulation d'amplitude :

avec : $N_{fm} = 3N_{am}$ à $\pm$ 45 MHz
N_{am} = 158 à 162 dB/Hz
N_{fm} = 153 à 157 dB/Hz

BIBLIOGRAPHIE

BOSCH B.G. and GAMBLING W.A. — Noise in Reflex Klystrons and Bacward-Wave Oscillator, *Journal Brit. I.R.E.*, Nov. 1962.

BOSCH B.G. and GAMBLING W.A. — Techniques of Microwave Noise Measurement, *Journal Brit. I.R.E.*, June 1961.

BOSCH B.G. and GAMBLING W.A. — Noise Measurements an Low Power X-band Oscillators. International Congress on Microwaves Tubes, Munich 1960.

DALMAN G.C. and RHOADS A.S. Jr — Microwave Oscillators Noise Spectrum Measurements, Sperry Gyroscope C° N.Y.

DALMAN G.C. and ORTIZ E. — Measurements of Microwave Local Oscillators Noise. *Proceedings of the national electronics conference*. Vol. 9, 1953.

LE DÉTECTEUR A ANTIMONIURE D'INDIUM DANS LA BANDE DE 0,1 A 10 MM (30 A 3 000 GHz)

PAR

J. BESSON et B. PHILIPPEAU

Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications

R. CANO, M. MATTIOLI et R. PAPOULAR

Association EURATOM

CEA, Groupe de Recherches sur la Fusion

1. Introduction

De nombreux auteurs ont déjà signalé l'intérêt qui s'attache aux ondes hertziennes millimétriques et submillimétriques [1]. Depuis 1951, des conférences se tiennent périodiquement pour confronter les recherches effectuées dans ce domaine. L'ingénieur des télécommunications y voit la possibilité de transmettre un volume important d'informations avec une grande directivité ; le spécialiste de la navigation aérienne espère pouvoir en tirer une méthode radiométrique de représentation panoramique du sol ou de l'horizon [2] ; le physicien du solide l'utilise pour l'étude des semiconducteurs [3] et le chimiste a fondé sur elle une technique d'analyse des grosses molécules [4] ; le physicien des plasmas, enfin, souhaite y trouver le moyen de déterminer leur densité et leur température électroniques.

Toutefois aucun de ces vœux n'a encore pu être complètement exaucé malgré les efforts consentis et, jusqu'ici, les meilleures raisons de poursuivre ces efforts restent peut-être celles du chercheur désintéressé, désireux seulement de mieux connaître les interactions du rayonnement avec la matière.

Tout le monde s'accorde pour reconnaître que, dans la bande spectrale considérée, ce sont les sources et les détecteurs qui manquent le plus.

Dans le domaine des détecteurs, pourtant, des progrès importants ont été réalisés au cours de ces dernières années [5] ; l'utilisation des *diodes à pointes* en détecteurs vidéo ou comme mélangeurs dans les récepteurs superhétérodynes a été étendue jusqu'à la bande B (2 mm) ; le minimum détectable ainsi que la constante de temps des *détecteurs thermiques* ont été réduits (bolomètres au carbone, au germanium ou supraconducteurs) ; le photoconducteur à *antimoniure d'indium* InSb, enfin, initialement étudié comme détecteur quantique pour l'infrarouge, a été adapté au domaine spectral qui nous intéresse ici et dans lequel il est devenu le plus rapide et l'un des plus sensibles [6] [7].

Dans ce qui suit, nous allons précisément décrire un détecteur de ce dernier type, ses performances, divers montages conçus en fonction de son utilisation et les applications auxquelles il a déjà donné lieu.

2. Principe de fonctionnement

L'expérience montre que, si l'on maintient un échantillon *très pur* de InSb à une température *constante* voisine du zéro absolu (1 à 4 °K) et dans une induction magnétique de quelques kilogauss, sa conductivité électrique croît lorsqu'il est éclairé avec un rayonnement électromagnétique de longueur d'onde millimétrique ou submillimétrique.

Pour expliquer ce phénomène, on a invoqué un processus analogue à celui de la photoconduction, par lequel un photon absorbé dans la matière porte un électron de celle-ci, d'un état lié initial, à un état compris dans la bande de conduction où il peut contribuer au transport de l'électricité. Mais les énergies photoniques considérées sont si faibles (10^{-3} eV) que ce processus ne peut avoir lieu dans l'antimoniure d'indium ni dans un autre semiconducteur même très pur et à basse température. Il faut alors faire appel au phénomène de LANDAU [5], par lequel la bande de conduction, sous l'influence d'une induction magnétique, se subdivise en sous-niveaux très voisins (10^{-3} eV) des niveaux d'impureté correspondants.

Toutefois les travaux ultérieurs ont montré que le champ magnétique n'était pas indispensable à ce type de détecteur. Et l'interprétation « quantique » semble maintenant céder le pas au modèle classique des « électrons libres chauds » [7]. Dans ce modèle, le cristal de InSb se comporte comme un métal dans lequel les collisions entre les électrons libres (qui conduisent l'électricité) et le réseau se traduisent surtout par une « thermalisation » des électrons et beaucoup moins par un transfert d'énergie des uns à l'autre. L'énergie oscillatoire acquise par les électrons dans le champ du rayonnement électromagnétique

se transforme alors en énergie d'agitation thermique de ces mêmes électrons, dont la « température » propre T s'élève ainsi au-dessus de celle du réseau à l'élévation de cette température entraîne l'accroissement de la conductivité électrique. En effet, la mobilité est proportionnelle au temps de relaxation τ lequel est inversement proportionnel à la vitesse des porteurs et à la section efficace de collision avec les impuretés ionisées ; celles-ci variant comme $T^{1/2}$ et T^{-2}, la mobilité, et donc la conductivité, varient avec la température en $T^{3/2}$. Le détecteur fonctionne donc en bolomètre, bolomètre électronique, et on détectera les variations de tensions aux bornes d'un échantillon parcouru par un courant constant.

Mais il s'agit là d'un bolomètre dont la capacité thermique (celle des électrons libres) est très faible, $5 \cdot 10^5$ fois plus faible que celle du réseau [8], il en résulte un *temps de réponse extrêmement bref*, première qualité de ce détecteur.

Comme pour les bolomètres, il ne faut pas que l'élément sensible soit trop épais, sous peine de voir augmenter son inertie et diminuer sa résistance électrique donc sa sensibilité.

Il faut néanmoins que son épaisseur soit suffisante pour absorber la plus grande partie du rayonnement incident. Ces conditions sont satisfaites si l'épaisseur du cristal est de l'ordre de *l'inverse du coefficient d'absorption.*

Dans le domaine de longueurs d'ondes qui nous intéresse, le coefficient d'absorption du rayonnement k n'étant pas constant, la sensibilité du détecteur suivra sa variation donnée par la formule :

$$k = \frac{\sigma_0}{c(\varepsilon_0 \varepsilon)^{1/2}} \frac{1}{1+\omega^2\tau^2} \qquad \text{(MKSA)}$$

où :

σ_0 conductivité pour le courant continu,

ε permittivité électrique absolue de InSb,

ω pulsation du rayonnement incident,

τ temps de relaxation de la quantité de mouvement des électrons,

c vitesse de la lumière.

Le terme en $\frac{1}{1+\omega^2\tau^2}$ figurant dans la formule précédente fait apparaître deux régions spectrales, séparées par la longueur d'onde critique $\lambda_c = 2\pi\tau c$ correspondant à $\omega\tau = 1$, pour lesquelles le comportement du détecteur est différent. Ainsi, pour les courtes longueurs d'onde, $\omega \gg 1/\tau$, le coefficient d'absorption croît comme $1/\omega^2$ et l'efficacité du détecteur augmente lorsque la longueur d'onde augmente ; pour les grandes longueurs d'onde, $\omega \ll 1/\tau$, le coefficient d'absorption et l'efficacité du détecteur tendent vers une limite supérieure indépendante de la fréquence.

Il existe une autre fréquence critique, appellée fréquence plasma pour laquelle la permittivité diélectrique devient négative, $\omega_p = e\,(n/m^*\varepsilon)^{1/2}$; où m^* est la masse apparente des électrons. Le plasma d'électrons libres devient alors réfléchissant et on peut s'attendre à une diminution de l'efficacité du détecteur. Cependant cet effet ne sera net que si $\omega_p\tau$ est grand, condition qui n'est pas réalisée dans le cas présent, comme nous le verrons par la suite, et il ne semble pas que l'effet plasma doive introduire une discontinuité. Cette théorie, qui rend compte du comportement du détecteur en l'absence de champ magnétique est en accord qualitatif avec les résultats expérimentaux décrits au paragraphe 4.1. ci-après.

En présence d'une induction magnétique B, un pic de résonance gyromagnétique doit se superposer à la courbe de réponse spectrale à la fréquence $\omega = eB/m^*$. A cette fréquence gyromagnétique, le champ électrique de l'onde incidente peut être partagé en deux composantes, polarisées circulairement, dont l'une tourne autour des lignes de force magnétique dans le même sens et à la même vitesse que les électrons libres. Sur ceux-ci le champ électrique a une action continue (fréquence apparente nulle) et son absorption est maximale, c'est-à-dire la même que pour $\omega \ll 1/\tau$. Le pic apparaîtra nettement dans la zone de faible sensibilité lorsque $B > 4\,500$ gauss; il sera plus applati et il disparaît progressivement

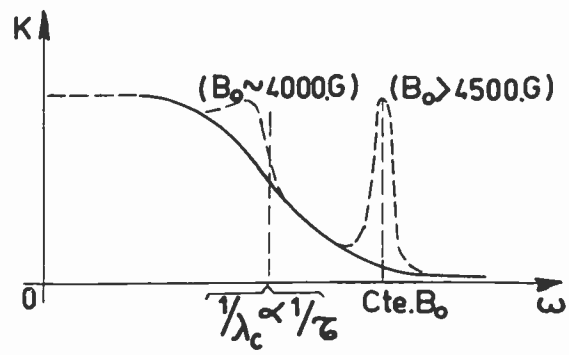


FIG. 1. — Réponse théorique du détecteur.
$B_0 = 0$
$B_0 \neq 0$

dans le plateau de la courbe spectrale lorsque $B < 4\,000$ gauss (fig. 1).

D'autre part, le champ magnétique augmente la résistivité du semiconducteur par suite du blocage des électrons à des niveaux où ils ne peuvent plus participer à la conduction, et la sensibilité du bolomètre s'en trouve améliorée.

3. Réalisations techniques

Les mesures dont nous parlons ici ont été effectuées sur deux ensembles : le premier comportait un spectromètre et a servi essentiellement aux études de réponse spectrale relative, le second a permis de mesurer les caractéristiques électriques et énergétiques du détecteur. Nous allons décrire en détail l'ensemble n° 1 et nous indiquerons les conditions d'emploi de l'ensemble n° 2 que nous avons voulu d'encombrement et de servitudes réduits.

3.1. Ensemble n° 1

La figure 2 représente le schéma fonctionnel de cet ensemble, les figures 3 et 4 en détaillent certaines parties essentielles.

3.1.1. *Spectromètre* (SP)

C'est un spectromètre à transformée de FOURIER, qui a déjà été décrit [9]. Il est conçu pour fonctionner dans la bande de 0,1 à 10 mm de longueur d'onde.

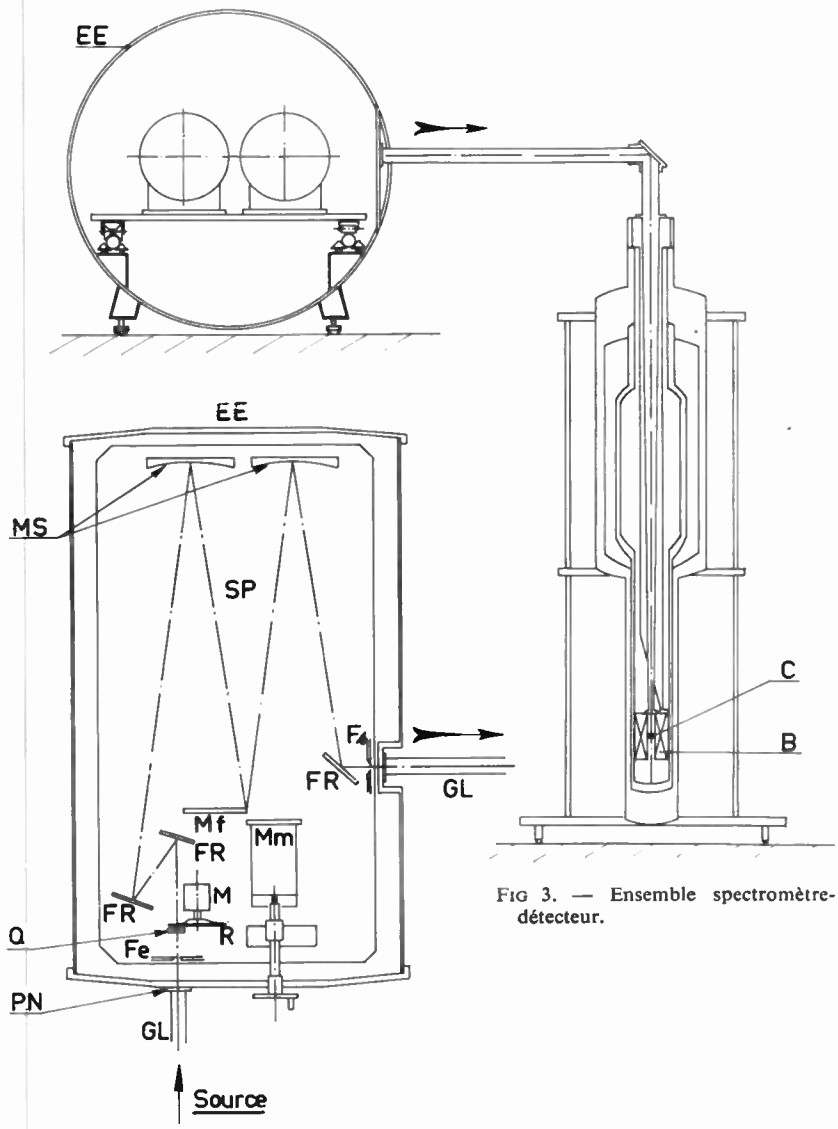


FIG 3. — Ensemble spectromètre-détecteur.

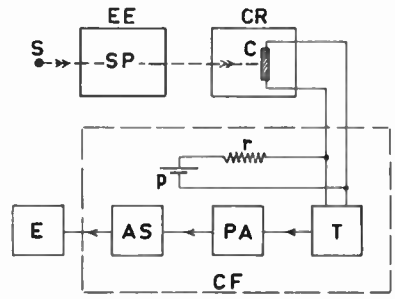


FIG 2. — Schéma fonctionnel de l'ensemble spectromètre-détecteur chaîne d'amplification.

S source
SP spectiromètre
EE enceinte étanche
C cristal
CR cryostat
T transformateur
PA préamplificateur
AS ampli sélectif
E enregistreur
CF cage de Faraday

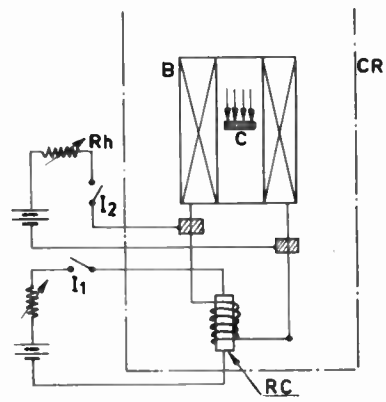


FIG. 4. — Shéma bobine supraconductrice. Interrupteur thermique.

Toute l'optique, montée sur une seule platine, peut être placée en dépression (10^{-1} mmHg), ou sous atmosphère neutre, pour éviter l'absorption du rayonnement. L'enceinte étanche (EE) du spectromètre est placée sur une table tournante en fonte, à pied central massif et réglable en hauteur. A cette table sont fixés les éléments de commande automatique et de contrôle de pression du spectromètre ainsi que le cryostat contenant le cristal (C) d'InSb. Ce cryostat peut être déconnecté et remplacé par une cellule de Golay pour les besoins de l'étalonnage. Un montage mécanique permet de présenter à l'entrée du spectromètre une source (S) adéquate : *lampe à vapeur de mercure à haute pression* ou *four à température régulée*.

Le faisceau de lumière est modulé par tout ou rien, à l'intérieur (*) de l'enceinte du spectromètre, par une roue (R) à cinq encoches entraînée par un moteur asynchrone (M), sur secteur 200 Hz, f_r = 1 000 Hz. (L'enceinte est remplie d'hélium à 1,1 atm environ pour assurer le refroidissement du moteur).

Cette modulation est portée à 10 Hz lors de l'emploi de la cellule de Golay (système Unicam).

3.1.2. *Cryostat* (CR)

Le cryostat, de fabrication TBT (Grenoble), est un double Dewar. La chemise extérieure contient de l'azote liquide et le récipient intérieur 2,1 l d'hélium liquide. La température optimale du cristal étant de 1,4 °K, une pompe à palettes maintient la pression d'hélium gazeux vers 2 mmHg. Dans ces conditions

(*) Cette disposition permet d'éviter les pertes de lumière associées à un parcours dans l'air ou à la traversée d'éventuels hublots ; le bruit de la roue à encoches est, de plus, fortement réduit.

la « durée de vie » d'une charge d'hélium est d'environ huit heures, ce qui permet de mener à bien un grand nombre de mesures avant d'avoir à effectuer un transfert, toujours coûteux, de liquide cryogénique. Le cristal détecteur (C) est placé sur un support de plexiglass au centre d'une bobine (B) de fil supraconducteur en alliage de niobium-zirconium (NbZr) (Wah-chang, USA) qui fournit une induction magnétique maximale de 25 kg au centre. Le solénoïde ayant une longueur de 30 mm et un diamètre intérieur de 14 mm, le cristal baigne dans un champ suffisamment uniforme.

En cours de fonctionnement, la bobine B est fermée sur elle-même et un courant de l'intensité désirée et d'une parfaite constance y circule. Lorsqu'on veut l'interrompre, il suffit de fermer la clé I_1 (fig. 4) ; le faible courant qui passe alors dans la résistance RC suffit à chauffer le fil de NbZr au-delà de la température critique où sa résistance cesse d'être nulle. D'où le nom d'interrupteur thermique donné au circuit I_1. Pour rétablir le champ magnétique, il faut alors injecter le courant convenable pendant un court instant, au moyen du circuit parallèle $I_2 R_h$, I_1 étant fermé. B étant alimentée par l'intensité vouluè, l'ouverture de I_1 referme alors le circuit supraconducteur sur lui-même. Cette procédure rend superflue la régulation du courant dans B et supprime les pertes d'hélium dues à l'échauffement, par effet Joule, des fils reliant B à l'extérieur.

3.1.3. *Guide de lumière - filtrage*

Les connexions optiques entre la source et le cristal sont conçues de manière à transmettre le mieux possible le rayonnement utile ($0{,}1 < \lambda < 10$ mm) et à atténuer au maximum le rayonnement parasite [9, 10].

Ainsi, dans le spectromètre, le faisceau se réfléchit à plusieurs reprises sur des surfaces rugueuses (FR) (fig. 3) et traverse des lames de polythène noirci (PN) et de quartz (Q). Les guides de lumière (GL) sont des tubes de laiton, de 20 mm de diamètre intérieur, dont la surface interne est bien polie (le laiton est moins bon réflecteur que le cuivre mais, sa surface s'altère plus difficilement). Leur longueur est limitée au strict minimum. Un bon isolement thermique entre ces tubes de laiton et le bain d'hélium est assuré par un guide intermédiaire en acier inoxydable de 1/10 mm d'épaisseur. Sur les vingt derniers centimètres de sa longueur, le guide de lumière intérieur au cryostat est conique (réalisé par électroformage, avec une première couche en or) et passe de ⌀ 20 mm à ⌀ 5 mm de façon à concentrer le rayonnement sur la pastille de l'InSb (5 × 5 × 2 mm). A cause de cet étranglement, tout rayon qui pénètre dans le cryostat avec une inclinaison supérieure à 14° par rapport à l'axe optique est réfléchi vers l'entrée et donc perdu. Ce n'est pas un inconvénient dans notre cas puisque le demi angle d'ouverture du spectromètre est environ 11°.

Les parois du spectromètre et celles des parties chaudes du cryostat émettent une énorme quantité de rayonnement infrarouge qui n'est pas modulée, mais dont la valeur moyenne fluctue et donnerait lieu, par conséquent, à une importante composante de bruit (bruit de photons). C'est pour cela qu'on interpose un filtre optique afin d'isoler la bande spectrale utile ; ce filtre placé immédiatement devant le cristal est à la température de l'hélium liquide, son rayonnement propre est donc pratiquement nul.

Dans notre cas, ce filtre est un passe-bas constitué par une feuille de papier noir de photographe de quelques 1/100 mm d'épaisseur. Il faut remarquer que le cristal lui-même, dont la sensibilité est très faible aux fréquences élevées, contribue à ce filtrage. Bien entendu le bruit de photons de la bande utile est peu modifié lui-même.

3.1.4. *Cristal détecteur. Caractéristiques électriques*

L'antimoniure d'indium de haute pureté est fabriqué dans nos laboratoires d'après les procédés mis au point au C.N.R.S. [11]. Nous avons des composants antimoine et indium, eux-mêmes très purs 99,9999 %. La fusion et le mélange de ces composants, réalisés avec le maximum de soin, sont suivis d'une série de purifications par fusion de zone. Les premiers passages sont faits sous vide, les suivants sous pression d'argon, 0,5 à 1,5 atm.

Le polycristal ainsi obtenu est ensuite transféré dans une machine pour monocristallisation suivant la méthode de Czockralski. On effectue d'abord une fusion sous vide dynamique, puis le tirage sous 1/50 d'atm d'argon.

Le lingot terminé, les plaquettes pour détecteur 5 × 5 × 2 mm, sont découpées avec une scie à fil et leurs caractéristiques électriques contrôlées : effet Hall et résistivité à 77 °K, caractéristique courant-tension à 1,5 °K.

La mesure d'effet Hall à 77 °K nous indique la pureté du matériau.

La courbure de la caractéristique courant-tension (fig. 5) due à l'échauffement des électrons sous l'effet du champ électrique est un critère du phénomène d'électrons chauds. Elle nous permet de prévoir le point de polarisation optimal F en l'absence de champ magnétique, comme l'ont montré M.A. KINCH et B.V. ROLLIN [8].

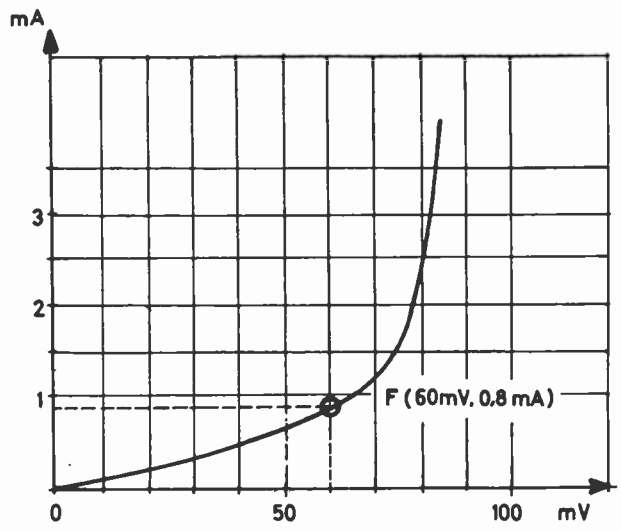


FIG. 5. — Caractéristique voltaïque à $T = 1{,}5$ °K.

De cette caractéristique, nous pouvons aussi déduire la résistivité ρ_0 et la mobilité μ_0 à 1,5 °K. Nous avons alors les éléments pour calculer les paramètres :

μ_F = mobilité des électrons correspondant à la polarisation optimale

$\tau = m^*\mu/e$

$\lambda_c = 2\pi c\tau$

$\omega_p = e\,(n/m^*\varepsilon)^{1/2}$.

Nous indiquons ci-dessous les caractéristiques types des cristaux utilisés :

a) Mesures à 77 °K

Effet Hall	$1{,}7\cdot10^5$ cm^3 C^{-1}
Résistivité	0,38 Ω·cm
Mobilité	$4{,}5\cdot10^5$ cm^{2}V^{-1}s^{-1}
$N_D - N_A$	$3{,}5\cdot10^{13}$ cm^{-3}.

b) Mesures à 1,5 °K

Caractéristique courant-tension (fig. 5).

Résistivité	ρ_0	= 22 Ω·cm
Mobilité	μ_0	= 7 500 cm^{2}V^{-1}s^{-1}
	μ_F	= 15 000 cm^{2}V^{-1}s^{-1}
	τ	$= 1{,}45\cdot10^{-13}$ s
	λ_c	= 275 μ
	ω_p	$= 7\cdot10^{11}s^{-1}$
	λ_p	= 2,5 mm
	$\omega_p\tau$	= 0,1.

Dans toutes les mesures effectuées en l'absence de champ magnétique le cristal était polarisé au point F (0,8 mA). En présence de champ magnétique, le cristal est polarisé dans chaque cas au point qui rend maximal le signal fourni par le détecteur lorsqu'il est directement éclairé par une lampe à vapeur de mercure à haute pression, exemple 20 μA pour B = 10,5 kilogauss.

3.1.5. *Chaîne d'amplification* (fig. 2)

La sensibilité du cristal est très faible (§ 4.2.) et il est en général nécessaire d'amplifier le signal qu'il fournit pour pouvoir le faire apparaître sur un oscilloscope ou sur un enregistreur.

En l'absence de champ magnétique, la résistance du cristal au point de polarisation F est faible (75 Ω) et on utilisera avec profit un *transformateur d'entrée élévateur T* (fig. 2). Avec une induction de quelques milliers de gauss, au contraire, la résistance du détecteur est élevée (plusieurs kΩ) et il est très difficile de réaliser un transformateur d'impédance suffisante pour ne pas shunter sensiblement le cristal. Celui-ci est alors directement connecté au *préamplificateur* PA utilisant un tube à faible bruit de la compagnie britannique STC (3 A/167 M), monté dans un étage à résistance-capacité, de gain 30 dB.

Cet étage est suivi d'un amplificateur sélectif (AS) à grand gain, de bonne qualité (415 B, standing wave indicator, Hewlett-Packard), qui comporte un redresseur linéaire à la sortie et dont la tension de bruit équivalente est de 0,03 μV. La chaîne se ferme sur un enregistreur suiveur de spot, qui limite le temps de réponse de l'ensemble à 1 s.

L'ensemble de la chaîne à l'exclusion de l'enregistreur, est enfermé dans une cage de Faraday de 60 cm de côté. Lorsqu'on veut étudier un rayonnement qui varie rapidement avec le temps, on remplace cette chaîne par un amplificateur à large bande attaquant un oscilloscope. Enfin, avec la cellule de Golay comme détecteur, nous utilisons l'ensemble électronique Unicam associé.

3.2. Ensemble n° 2. Cryostat faible encombrement

Le peu de maniabilité et les grandes servitudes du détecteur InSb étant un obstacle à son utilisation, nous y avons partiellement remédié dans l'ensemble n° 2.

Le détecteur prévu pour les longueurs d'ondes supérieures à 300 μ fonctionne sans champ magnétique. L'absence de bobine supraconductrice permet de réduire le volume du cryostat. Ce cryostat contenant un litre d'hélium liquide est réalisé sans chemise d'azote, on élimine ainsi l'emploi de ce fluide.

Des expériences faites à 4,2 °K ont montré que la sensibilité du détecteur n'était que réduite de moitié à cette température.

On peut donc utiliser le détecteur sans pompage sur l'hélium. L'encombrement est alors réduit au seul volume du cryostat (8 dm^3, 3,5 kg) (fig. 6). L'autonomie d'une charge d'hélium est de 10 h à 4,2 °K et de 6 h à 1,5 °K.

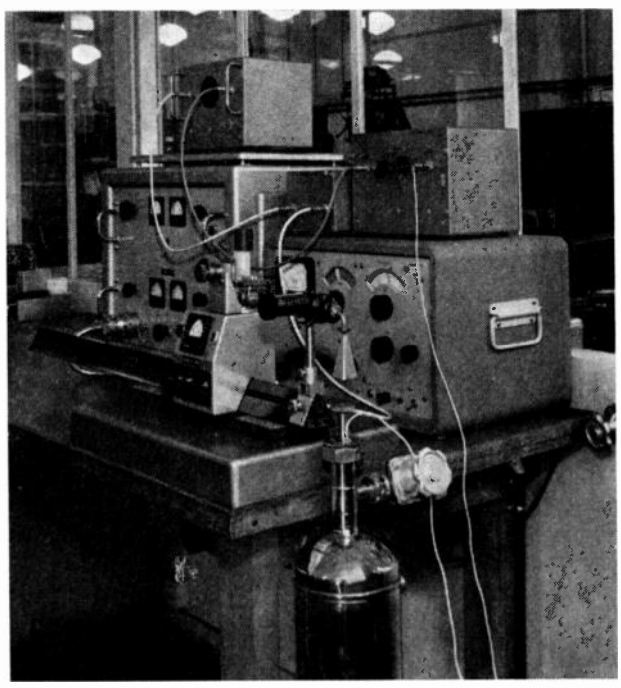


Fig. 6. — Ensemble n° 2 avec cryostat de faible emcombrement.

Ni le volume, ni le poids de ce détecteur ne constituent un obstacle à son utilisation. La seule servitude

restante, l'utilisation de l'hélium liquide, doit devenir moins gênante avec la généralisation de l'emploi de ce fluide.

4. Performances

4.1. Réponse spectrale relative

L'étude de la réponse spectrale va nous permettre de vérifier qualitativement le modèle proposé et de préciser le domaine d'utilisation du détecteur.

Dans la bande considérée, la réponse spectrale des détecteurs dépend beaucoup de leur montage : en effet, les ouvertures ayant des dimensions de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, les phénomènes de diffraction prennent une grande importance et masquent partiellement les propriétés intrinsèques de l'élément détecteur. Celui-ci ne peut donc être dissocié de son montage. Les résultats qui suivent sont déduits de la comparaison des spectres du corps noir recueillis avec l'ensemble spectromètre-détecteur InSb, d'une part, et avec l'ensemble spectromètre-cellule de Golay, d'autre part [9] ; la sensibilité de la cellule de Golay, devant être, par construction, uniforme depuis le visible jusqu'au submillimétrique.

Cette comparaison n'est plus possible pour des longueurs d'ondes millimétriques, auxquelles la cellule de Golay est peu sensible. Dans cette gamme, nous avons seulement un « point » obtenu avec un klystron 4 mm (Philips YK 1010) éclairant directement le détecteur.

4.1.1. *En l'absence de champ magnétique*

Les résultats expérimentaux sont représentés sur la figure 7.

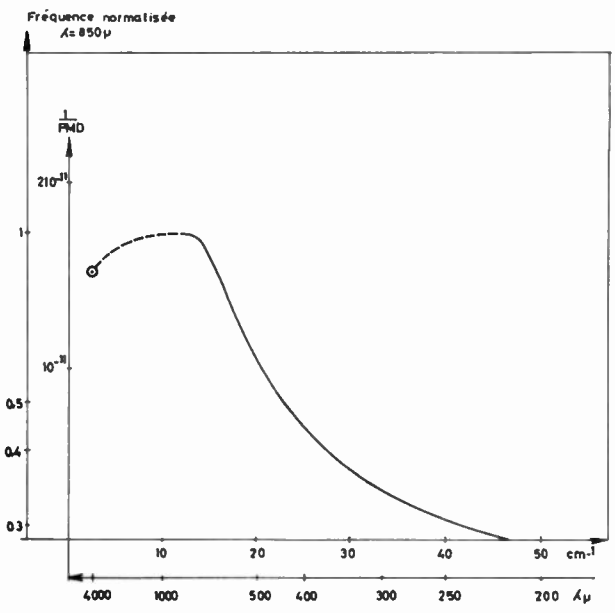


Fig. 7. — Réponse spectrale relative (B_o = o puissance minimum détectable.)

La réponse spectrale augmente avec la longueur d'onde entre 250 et 700 μ puis passe par un palier, ce qui est en accord qualitatif avec la théorie du § 2. Cependant cette augmentation ne suit pas quantitativement la loi de variation du coefficient d'absorption et la longueur d'onde critique, où la réponse est réduite de moitié, se situe vers 500 μ alors que le calcul du § 3.1.4. la fixe à 275 μ.

L'influence de l'effet plasma doit être très faible car $\omega_p \tau = 0{,}1$, avec $\lambda_p = 2{,}5$ mm. Nous n'avons pas encore de résultats quantitatifs expérimentaux à cette longueur d'onde, cependant les premières mesures semi-quantitatives à 2 mm (*) ont montré un fonctionnement normal du détecteur, confirmant ainsi l'absence d'effet plasma important.

4.1.2. *En présence d'une induction magnétique*

Pour une induction supérieure à 4 500 gauss, la réponse spectrale relative (fig. 8) est modifiée par

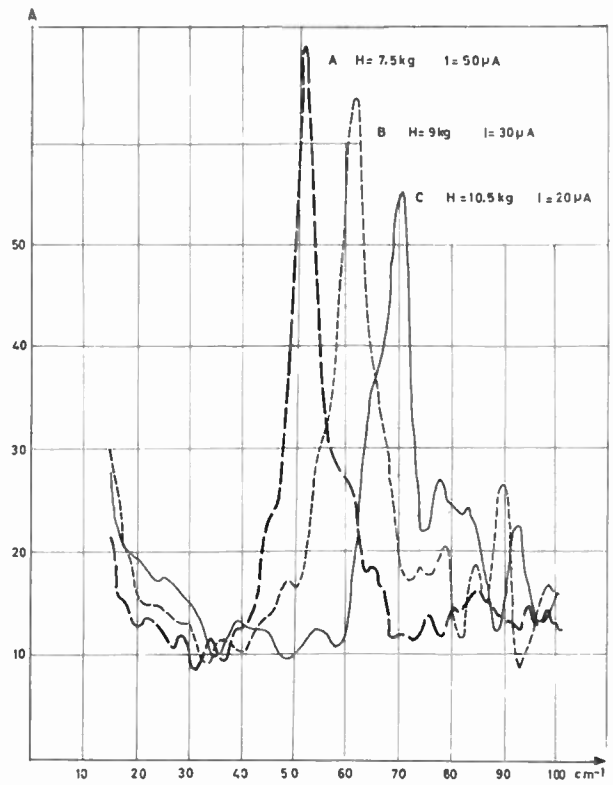


Fig. 8. — Pics de résonance gyromagnétique.

l'apparition, à la fréquence gyromagnétique des électrons, d'un pic, d'abord évasé puis de largeur plus faible et constante, la position des pics étant en très bon accord avec la théorie.

Le domaine d'utilisation de l'InSb est ainsi prolongé vers les courtes longueurs d'ondes, jusqu'à 150 μ. Ce mode de fonctionnement rappelle celui d'un récepteur superhétérodyne dont l'oscillateur local serait accordable sur une large bande (pour que l'analogie soit réelle, il faut, bien entendu, adjoindre un

(*) Mesures réalisées en collaboration avec le CNET (départements PCM et PDT).

filtre qui supprime les longueurs d'onde supérieures à 0,3 mm).

4.2. Sensibilité spectrale absolue

Nous appelons ainsi la différence de potentiel qui apparaît aux bornes du détecteur par unité de puissance rayonnante incidente ; cette notion correspond à celle de « responsivity » chez les anglo-saxons.

La sensibilité du détecteur InSb sans champ magnétique est faible ; elle a été mesurée à 4,3 mm en utilisant comme source le klystron Philips. La sensibilité ainsi obtenue, $s = 130$ V/W, est très inférieure à celle de la cellule de Golay et des détecteurs thermiques refroidis.

Toutefois, le détecteur pourra être exploité avec un transformateur élévateur, de préférence immergé dans l'hélium, car son impédance est faible ; ce montage relève, en quelque sorte, la sensibilité. Malheureusement il est difficile de réaliser un tel transformateur avec une large bande ; de toute manière, la composante continue ne passerait pas.

La présence d'un champ magnétique augmente la sensibilité qui reste cependant inférieure à celle des détecteurs thermiques refroidis, l'emploi d'un transformateur est alors plus difficile car l'impédance du détecteur est grande.

4.3. Puissance minimale détectable (PMD)

Nous appelons ainsi la puissance du rayonnement incident qui provoquerait, à la sortie de l'ensemble détecteur, un signal égal au signal d'obscurité, si la bande passante effective, Δf de la chaîne d'amplification, était de 1 Hz. C'est aussi la définition du « noise equivalent power », ou NEP.

La PMD est la somme de plusieurs composantes qu'on peut toutes *rapporter à la sortie du cristal détecteur* et exprimer sous forme de fluctuations moyennes de tension :

$$\overline{\Delta V^2} = \overline{\Delta V_R^2} + \overline{\Delta V_c^2} + \overline{\Delta V_p^2} + \overline{\Delta V_A^2} \cdot$$

Le premier terme de la somme représente les fluctuations du rayonnement incident, émis par l'espace qui entoure la source et le détecteur ; le deuxième terme représente le bruit du cristal, le troisième les parasites électromagnétiques qui assaillent les différents étages de l'amplificateur, dont le bruit propre est représenté par le dernier terme. Tous ces termes sont proportionnels à la bande passante Δf, tant que les basses fréquences sont exclues. Si s est la sensibilité du cristal photoconducteur, la *PMD* s'exprime alors par

$$PMD = \frac{\left(\overline{\Delta V^2}/\Delta f\right)^{1/2}}{s}$$

Par la suite, nous supposons toujours $\Delta f = 1$ Hz et

$$PMD = \left(\overline{\Delta V^2}\right)^{1/2} s^{-1}$$

La *PMD* dépend en général, par $\overline{\Delta V_R^2}$ et s, de la nature des rayonnements incidents et de la longueur d'onde du rayonnement à détecter. Si, comme on le verra plus loin dans notre cas, $\overline{\Delta V_R^2} \ll \overline{\Delta V^2}$, la PMD est inversement proportionnelle à la *sensibilité* et ne dépend plus que de la longueur d'onde.

Pour orienter les efforts ultérieurs de développement, il est intéressant de comparer les diverses composantes du bruit. Nous suivons, pour ce faire, l'analyse de Putley [12] que nous appliquerons au cas du détecteur sans champ magnétique.

4.3.1. *Fluctuation du rayonnement incident*

Si le rayonnement est cohérent, ses fluctuations dépendent de la source qui lui a donné naissance et sont, en général, de très faible amplitude. Au contraire, pour un rayonnement incohérent, comme le rayonnement thermique, les fluctuations sont d'autant plus importantes que la température apparente est plus élevée et la bande des fréquences reçues plus étendue. L'écart quadratique moyen est en effet donné, en watts, par :

$$P_R = \left(\overline{\Delta W_R^2}\right)^{1/2}$$
$$= 2{,}77 \cdot 10^{-18}\ T^{5/2} \{\alpha \cos\theta \cdot A \cdot \Delta f [J_4(x_1) - J_4(x_2)]\}^{1/2}$$

où T température apparente de la source, en °K ; α angle solide sous lequel le cristal « voit » la source ; θ = angle que fait, avec la normale au cristal, la direction moyenne des rayons incidents ; A = surface du cristal en cm² ; Δf bande passante de l'amplificateur.

$$J_4(x) = \int_0^x \frac{x^4 e^x}{(e^x - 1)^2}\, dx \simeq \frac{x^3}{3}$$

avec $$x = \frac{hc}{kT\lambda}$$

λ_1 et λ_2 étant respectivement les longueurs d'onde inférieure et supérieure admises par le détecteur.

Cette expression montre que :

1° il est important de filtrer énergiquement les courtes longueurs d'ondes inutiles : c'est le rôle du filtre refroidi ;

2° il est important de limiter l'angle solide du détecteur à celui sous lequel il voit la source à détecter.

Ainsi, au cours de nos expériences, le cristal (A = 0,25 cm²) recevait un rayonnement thermique de 300 °K dans un angle solide de 0,2 sr (déterminé par l'étranglement conique, § 3.1.3.) et une bande comprise entre 100 μ et l'infini. Pour une bande d'amplification $f = 1$ Hz, il vient alors :

$$\left(\overline{\Delta V_R^2}\right)^{1/2} = 2{,}6 \cdot 10^{-11}\ \text{V} \quad \text{et} \quad P_R = 2 \cdot 10^{-13}\ \text{W}.$$

En comparant ce résultat à la valeur de la PMD d'un détecteur superhétérodyne, $7 \cdot 10^{-15}$ W [13], nous voyons que, pour la détection des *rayonnements millimétriques cohérents*, le récepteur à InSb ne peut,

par principe, faire concurrence au récepteur superhétérodyne dont la bande passante spectrale est nécessairement beaucoup plus étroite que le plus sélectif des détecteurs InSb.

4.3.2. *Bruit de cristal*

La seule composante de ce bruit que nous puissions chiffrer est le bruit de Johnson

$$\left(\overline{\Delta V_J^2}\right)^{1/2} = (4kTr)^{1/2}$$

pour $T = 1{,}5\ ^\circ\mathrm{K}$ et $r = 75\ \Omega$,

$$\left(\overline{\Delta V_J^2}\right)^{1/2} = 8 \cdot 10^{-11}\ \mathrm{V}.$$

Le bruit dû aux fluctuations de température du gaz électronique [12] est du même ordre que le bruit de Johnson.

Nous admettons que le support du cristal est un isolant thermique parfait. Les seules fluctuations possibles de sa température sont donc celles qui découlent des échanges d'énergie rayonnante avec l'ambiante. Le bruit qui en résulte a déjà été considéré au § 4.3.1.

Lorsque le cristal est polarisé nous observons une augmentation notable du bruit, correspondant à une tension de bruit aux bornes du cristal, de l'ordre de $5 \cdot 10^{-10}$ V ; ce phénomène est donc plus important que les autres sources de bruit envisagées jusqu'ici.

4.3.3. *Parasites électromagnétiques*

Bien qu'il ne soit pas d'usage de parler de ce type de bruit puisqu'en principe il peut être supprimé par une construction convenable, nous devons reconnaître qu'il est extrêmement difficile à éliminer, et dépasse même quelquefois largement, en intensité, les autres bruits. D'un jour à l'autre, le bruit total que nous mesurons peut varier d'un facteur de 10 et semble étroitement lié aux manipulations des laboratoires voisins ainsi qu'aux « incidents » du secteur.

Les résultats que nous citons ici correspondent, bien entendu, aux meilleures conditions de travail.

4.3.4. *Bruit d'amplificateur*

Ce bruit est essentiellement le bruit Johnson du circuit d'entrée du préamplificateur, impédance d'entrée du préamplificateur shuntée par l'ensemble détecteur-transformateur. Ramenée au niveau du cristal, avant le transformateur, la tension de bruit correspondante est $\left(\overline{\Delta V_A^2}\right)^{1/2} = 7 \cdot 10^{-10}$V, valeur trouvée sans polarisation du cristal.

Il résulte des paragraphes précédents qu'en l'absence de parasites électromagnétiques, les composantes de bruit dominantes sont celles de l'amplificateur et de la polarisation du cristal :

$$\left(\overline{\Delta V^2}\right)^{1/2} = \left(\overline{\Delta V_A^2} + \overline{\Delta V_c^2}\right)^{1/2} = 8{,}5 \cdot 10^{-10}\ \mathrm{V}.$$

4.3.5. *Détermination expérimentale de la PMD*

Par définition : $$PMD_\lambda = \frac{\left(\overline{\Delta V^2}\right)^{1/2}}{s_\lambda}$$

Nous avons vu que $\left(\overline{\Delta V^2}\right)^{1/2}$ est indépendant de la longueur d'onde et la PMD est inversement proportionnelle à la sensibilité spectrale, déjà étudiée au § 4.1. Nous allons, à partir d'une expérience, déterminer le coefficient de proportionnalité. Nous nous servirons du rapport signal/bruit, S/b, mesuré à partir de l'émission globale d'un corps noir à 700 °K. Cette source étant polychromatique, nous écrirons :

$$\left(\frac{S}{b}\right) = \frac{\int W_\lambda s_\lambda \mathrm{d}\lambda}{\left(\overline{\Delta V^2}\right)^{1/2}} = \frac{\int W_\lambda s_\lambda \mathrm{d}\lambda}{PMD_\lambda s_\lambda} = \frac{\int W_\lambda \frac{s_\lambda}{s_0} \mathrm{d}\lambda}{PMD_\lambda \frac{s_\lambda}{s_0}}$$

Ce n'est autre que la réponse spectrale relative rapportée à sa valeur pour une longueur d'onde de référence arbitraire, que nous avons prise égale à 0,8 mm ; s_λ/s_0 est représenté figure 7.

$$PMD_\lambda = \frac{\int W_\lambda \frac{s_\lambda}{s_0} \mathrm{d}\lambda}{\frac{s_\lambda}{s_0}\ \frac{S}{b}}$$

Le calcul de l'intégrale se fait à partir de la loi d'émission du corps noir. Un point délicat est le choix des limites d'intégration. Toutefois, compte tenu de la décroissance rapide de W_λ, pour les ondes longues et de celle, aussi rapide, de s_λ pour les ondes courtes, on ne commet pas d'erreur excessive en prenant, dans notre cas et en l'absence de champ magnétique, les limites 0,2 et 0,9 mm. On trouve alors :

$$PMD_{0{,}8\ \mathrm{mm}} = 6 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{W.Hz^{-1/2}}$$

Cette procédure n'ayant plus de sens en dehors de la bande définie ci-dessus, nous avons complété ces résultats par un point obtenu, vers 4,3 mm, à l'aide du klystron Philips, et pour lequel nous avons trouvé :

$$PMD_{4{,}3\ \mathrm{mm}} = 7 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{W.Hz^{-1/2}}$$

Finalement, l'allure de la courbe de $1/PMD$ ou détectivité (proportionnelle à la réponse spectrale) est donnée par la figure 7 où l'on voit un *maximum plat autour de* $\lambda = 1$ *mm*.

Nous n'avons pas repris les mesures pour le cas où le cristal baigne dans une induction magnétique élevée. Mais il est vraisemblable, que pour $\lambda > 0{,}3$ mm, l'augmentation de la sensibilité s est alors compensée par l'absence de transformateur et que, par suite, la PMD n'est pas sensiblement modifiée par ces longueurs d'ondes. Au contraire, elle est considérablement réduite à la fréquence gyromagnétique.

Ainsi, dans la bande de 0,3 à 4 mm au moins, le détecteur a une PMD au moins dix fois inférieure à celle de la cellule de Golay ($3 \cdot 10^{-10}$ $WHz^{-1/2}$).

4.4. Temps de réponse

Dans la bande spectrale étudiée et dans la mesure où le détecteur InSb se comporte comme un bolomètre, son temps de réponse est déterminé par le temps de relaxation de l'énergie des électrons libres du cristal, lequel est très bref.

Des mesures ont été effectuées sur un cristal de 0,5 × 1 × 2 mm fixé à l'extrémité d'un guide « 4 mm » baignant dans l'hélium liquide en l'absence de champ magnétique, la tension de polarisation étant 0,7 V. Le guide transmet au cristal le rayonnement issu du klystron, modulé en amplitude par des impulsions à flancs raides appliquées au réflecteur. Le signal issu du cristal est amplifié et enregistré sur l'écran d'un oscilloscope à large bande où il est comparé aux impulsions détectées par un cristal témoin 1N53. Compte tenu de toutes les constantes de temps en jeu, le temps de réponse du cristal est de 30 ns.

Nous ne savons pas encore comment varie ce temps de réponse en fonction des dimensions et des conditions d'emploi du cristal (champ électrique, champ magnétique, température), mais d'ores et déjà *il est de plusieurs dizaines de fois* inférieur à celui des détecteurs thermiques.

5. Domaines d'utilisation

De ce qui précède, il ressort que :

a) dans la bande de 0,1 à 2 mm le détecteur à InSb est probablement le plus sensible des détecteurs, après le bolomètre au germanium de Low [14] d'ailleurs très délicat à mettre en œuvre ;

b) dans la même bande, il est plus rapide que tous les autres détecteurs ;

c) pour les problèmes de détection à très large bande d'entrée (0,2 à 10 mm) ou à bas niveau de puissance (spectrométrie), il est très supérieur à la cellule de Golay ;

d) pour la détection de rayonnements millimétriques cohérents (donc à bande relativement étroite), il est inférieur aux récepteurs superhétérodynes ;

e) enfin, il est le seul à pouvoir fonctionner en détecteur sélectif, accordable dans une large bande spectrale.

A son passif, il faut mettre son encombrement (une dizaine de litres sans compter l'électronique) et la nécessité d'un matériel cryogénique spécialisé, servitudes inconnues de la cellule de Golay.

6. Applications

Le détecteur à antimoniure d'indium a déjà fait l'objet d'une importante application : l'étude du *spectre du rayonnement des plasmas gazeux chauds* au voisinage de leur fréquence de coupure. Cette étude a permis d'obtenir des indications précieuses sur la température et la densité des plasmas [15, 16, 17] et continue de faire l'objet de travaux intensifs dans nos laboratoires.

Nous avons également utilisé notre récepteur pour étudier l'absorption du rayonnement infrarouge lointain par l'atmosphère, travaux dont il sera question dans une prochaine publication et qui ont pour but de mieux apprécier les possibilités des télécommunications dans cette bande.

MM. Putley et Roberts, ainsi que leurs collègues du Royal Radar Establishment, Malvesn, G.B. nous ont communiqué de nombreux résultats d'expérience et nous ont reçus dans leurs laboratoires, où nous avons eu de fructueux entretiens : nous les en remercions vivement.

Nous remercions également la D.G.R.S.T. et particulièrement Monsieur le Professeur Lallemand de leur appui et de leurs conseils.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Coleman P.D. — (1963). State of the art. Millimeter and sub-millimeter Waves. *I.E.E.E. Trans. MTT.* II (5), 271.

[2] Broussaud G. et Richard B. — (1963). Intérêt comparé des radiométries infrarouge et hertzienne. *An. de Radio.* 18 (72) 89.

[3] Balkanski M., Besson M., Le Toulec R. — Modes couplés dans le CdS dans l'infrarouge lointain. VII^e congrès international sur la physique des semiconducteurs Paris.

[4] Hadni, Janot, Decamps. — Spectrométrie dans l'infrarouge lointain. *Revue d'optique théorique et instrumentale* 1959. 38 463.

[5] Putley E.H. — (1963). The detection of sub-millimeter radiation. *Proc. I.E.E.E.* Nov., p. 1412.

[6] Putley E.H. — (1960). Impurity photoconductivity in N-type InSb. *Proc. Phys. Soc.* 76, 802-5.

[7] Rollin B.V. — (1961). Detection of millimeter and sub-millimeter wave radiation by free carrier absorption in a semiconductor. *Proc. Phys. Soc.* 77, 1102-3.

[8] Kinch M.A. et Rollin B.V. — Detection of millimeter and sub-millimeter wave radiation by free carrier absorption in a semiconductor. *Brit. Journ. Appl. Phys.*, vol. 14, p. 672 (1963).

[9] Papoular R. (1962). — Spectrométrie interférentielle dans la bande de 0,1 à 10 mm. *J. Phys. Rad.* (1962) 23, suppl. N° 12, 185 A.

[10] Papoular R. — (1964). Far infrared reference sources. *Infrared Physics* 4, 137.

[11] M. Rodot, P. Duclos, F. Kover, H. Rodot. — *C.R. Acad. Sc.*, 242, 1956, p. 2522.

[12] Putley E.H. — (1964). The ultimate sensitivite of sub-millimeter detectors. *I.R. Phys.* 4, P. 1.

[13] Meredith & Warner. — (1963). Superheterodyne radiometer for use at 70 and 140 GHz. *I.E.E.E. trans.* MTT-II (5) 397.

[14] Low F.J. — (1961). Low temperature germanium bolometer. *J. Opt. Soc. Am.* vol. 51, p. 1300. Nov. 61.

[15] Harding & Roberts. — Nuclear Fusion. Suppl. part 3. p. 883 (1962).

[16] Kimmitt & Niblett. — *Proc. Phys. Soc.*, vol. 82, p. 938 (1963).

[17] Cano R. & Mattioli M. — Spectroscopic device for the analysis of the radiation emitted by a plasma near the plasma frequency. 3rd Symposium on Engeneering problems in Thermonuclear Research. Munich, June 22-24, 1964.

RAPPORT SIGNAL/BRUIT DES DÉTECTEURS PHOTOÉLECTRIQUES

PAR

F. DESVIGNES

Ingénieur en Chef aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.)

1. Introduction

Les travaux de R. CLARK JONES sur la limite de détection des organes récepteurs de lumière ont rendu familières les notions

— de flux équivalent au bruit (NEP) F_m,

— d'éclairement équivalent au bruit (NEI) E_m,

— de détectivité $D = \dfrac{1}{F_m}$ (1)

et de détectivité spécifique

$$D^* = \frac{(A \cdot \delta v)^{\frac{1}{2}}}{F_m} = \frac{1}{E_m}\left(\frac{\delta v}{A}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad (2)$$

— F_m est l'amplitude (ou la valeur efficace) de la composante modulée du flux de rayonnement qui donne une puissance de signal égale à la puissance de bruit,

— A est l'aire effective de la surface photosensible [1, p. 527],

— δv est la largeur de la bande de fréquences de l'instrument utilisé pour l'observation de la réponse.

Les caractéristiques de l'excitation F, c'est-à-dire composition spectrale et fréquence de modulation, doivent être spécifiées ; de plus,

— la relation (1) suppose que la largeur de bande de l'instrument d'observation est donnée,

— la relation (2) suppose que le bruit est « blanc » ou que la largeur relative de la bande de fréquences est très inférieure à l'unité, et que le corps photosensible est le siège du mécanisme de production responsable du bruit dominant. Bien entendu, on peut toujours calculer une valeur de D^* à partir de valeurs expérimentales de A, δv et F_m, mais le résultat trouvé n'a de signification physique que si les conditions ci-dessus sont vérifiées.

La plupart des constructeurs indiquent aujourd'hui la détectivité de leurs récepteurs, pour l'unité de largeur de bande (1 Hz) et pour des conditions d'emploi données.

Utiliser la valeur de la détectivité spécifique d'un détecteur pour calculer le rapport w_s/w_b entre les puissances de signal et de bruit sous l'effet d'un flux modulé d'amplitude F :

$$\frac{w_s}{w_b} = \left(\frac{F}{F_m}\right)^2 = \frac{(D^*F)^2}{A \cdot \delta v} \qquad (3)$$

revient à admettre que la présence du signal ne change rien à l'intensité du bruit.

Les progrès de ces dernières années dans le domaine des lasers et dans celui de la production de lumière modulée à très haute fréquence (diodes à électroluminescence, modulation par effet Pockels), nous ont conduit à étudier des détecteurs rapides pour l'infrarouge. L'examen des mérites comparés des divers types de détecteurs réalisables nous a amené à établir les relations entre le rapport signal/bruit, la largeur de bande, les intensités du signal et des courants parasites contribuant au bruit. Cet examen a permis de fixer les limites de validité de la notion de détectivité, et de décrire le comportement des détecteurs photoélectriques au delà de ces limites et dans la région de transition.

2. Hypothèses

Pour les caractéristiques du détecteur (petits signaux et une certaine bande de fréquences), le circuit admit-

tances équivalent à un détecteur de lumière peut être représenté par un ensemble de quatre termes (fig. 1) :

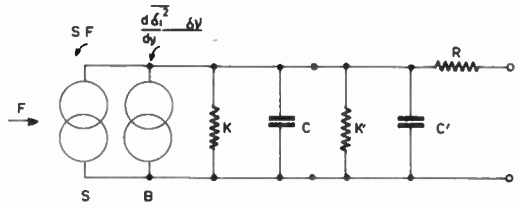


FIG. 1.

— un générateur de courant de signal, caractérisé par la sensibilité

$$S = \left(\frac{\partial i}{\partial F}\right)_v \tag{4}$$

S doit être considéré comme une fonction complexe de v : en effet le courant de signal en court-circuit SF, correspondant à une excitation F donnée, subit aux fréquences élevées un retard de phase et une perte d'amplitude dus, par exemple, aux temps de transit des porteurs libérés par effet photoélectrique et à la dispersion de ces temps.

— un générateur de courant de bruit, caractérisé par la distribution spectrale de la fluctuation du courant sortant du détecteur :

$$\left(\frac{\overline{\mathrm{d}\delta i^2}}{\mathrm{d}v}\right)_v = f(v) \tag{5}$$

— une conductance K,

— une capacité C.

Le choix de ce circuit équivalent est justifié par les remarques suivantes :

— les phénomènes photoélectriques sont toujours au départ le fait d'échanges d'énergie entre photons et électrons : la sensibilité « primaire » est toujours le rapport entre un débit d'électrons (courant i) et un débit de photons (flux F) ;

— au fur et à mesure que les constructeurs perfectionnent un type de détecteur donné, les causes résiduelles de bruit tendent à n'être plus que les processus de libération d'électrons dans le corps photosensible, libération due soit à l'agitation du réseau, soit aux rayonnements parasites, soit au signal lui-même.

— dans la plupart des détecteurs actuels utilisant l'effet photoélectrique interne, l'admittance

$$A = \left(\frac{\partial i}{\partial v}\right)_F \tag{6}$$

est déterminée essentiellement par les capacités parasites et par des résistances parallèles : les termes K et C du circuit équivalent sont alors des constantes. Dans l'avenir, on doit s'attendre toutefois à ce que les inductances et les résistances série parasites jouent un rôle non négligeable dans les détecteurs à effet photoélectrique interne (photodiodes) capables de déceler des signaux modulés à des fréquences de l'ordre des GHz ; les paramètres K et C du circuit équivalent seront alors fonction de la fréquence.

Supposons que le détecteur soit associé à un système d'observation dont le gain est $\mathfrak{G}$, et que l'admittance totale vue par les générateurs de signal et de bruit soit A ; sous l'action d'une excitation d'amplitude F modulée à la fréquence v_0, le rapport signal/bruit vaudra :

$$\frac{w_s}{w_b} = \frac{\dfrac{S \cdot S^* F^2}{2\sqrt{A \cdot A^*}}\,\mathfrak{G}_{v_0}}{\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{A \cdot A^*}}\left(\frac{\partial \overline{\delta i^2}}{\mathrm{d}v}\right)_v \mathfrak{G}\,\partial v} \tag{7}$$

Si l'on suppose, pour simplifier, que le gain est constant entre v_1 et v_2, nul en deçà et au delà, et que l'admittance est constante dans l'intervalle $v_1 - v_2$, la relation (7) prend la forme simplifiée :

$$\frac{w_s}{w_b} = \frac{S \cdot S^* F^2}{2\displaystyle\int_{v_1}^{v_2}\left(\frac{\mathrm{d}\overline{\delta i^2}}{\mathrm{d}v}\right)_v \mathrm{d}v}. \tag{8}$$

La figure 2 représente l'allure générale de la distribution de $S \cdot S^*$ et de $\partial\overline{\delta i^2}/\partial v$ en fonction de la fréquence, caractéristique de tous les détecteurs rapides photoélectriques modernes. La distribution spectrale du bruit a souvent la forme :

$$\left(\frac{\overline{\mathrm{d}\delta i^2}}{\mathrm{d}v}\right)_v = \left(\frac{\overline{\mathrm{d}\delta i^2}}{\mathrm{d}v}\right)_\infty \left(1 + \frac{v_b}{v}\right) \tag{9}$$

Dans cette relation, le terme asymptotique, premier facteur du second membre, est généralement peu

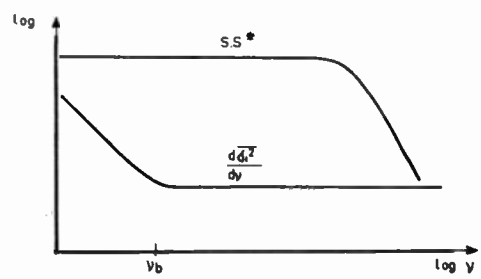


FIG. 2.

différent du terme correspondant au bruit de granulation du plus petit débit de particules mis en cause dans la transmission du signal dans le détecteur. En effet le processus photoélectrique primaire, c'est-à-dire le transfert de l'énergie des photons à des électrons du solide se fait, dans le domaine des radiations optiques, à raison d'un électron par photon au plus. Une fraction seulement des électrons excités pourra être observée avant que ces électrons retournent à leur état primitif : le rapport entre le nombre d'électrons ainsi observés et le nombre de photons reçus, que nous

appellerons efficacité quantique, est inférieur à l'unité. Le bruit de répartition correspondant est tel que si la distribution des photons incidents suit la loi de Poisson, le bruit de granulation observé est alors celui que permet de prévoir la loi de Schottky appliquée aux photoélectrons primaires [2, p. 112]. D'autre part, tout processus de multiplication ultérieur de ce courant primaire entraîne un bruit de répartition dont l'importance relative est, en principe, d'autant plus petite que le facteur de multiplication de chaque opération est plus élevé ; dans les photomultiplicateurs par exemple, la contribution de ce phénomène représente en pratique 20 à 50 % du bruit total [2, pp. 115-117] ; pour simplifier, nous négligerons ce facteur : nous admettrons que le bruit est calculable en ne tenant compte que du courant des photoélectrons.

v_b fixe l'importance relative du bruit à basse fréquence : l'expérience montre que ce terme dépend des conditions d'emploi du détecteur, et notamment de l'intensité du signal. On admet généralement que dans les dispositifs à semiconducteurs le terme en v_b/v de la relation (9) est dû à des imperfections des surfaces (surfaces libres, contacts). L'expérience montre par ailleurs que, pour des signaux F tels que le courant de signal n'est plus petit par rapport au courant d'obscurité, l'intensité du bruit croît avec F mais que le terme blanc augmente plus vite que le terme en $1/v$, si bien que v_b diminue.

Si la relation (9) représente correctement la distribution spectrale de la fluctuation, l'intégrale du dénominateur de la relation (8) vaut :

$$\overline{\delta i^2} = \left(\frac{\mathrm{d}\delta i^2}{\mathrm{d}v}\right)_\infty \left[v_2 - v_1 + v_b \ln \frac{v_2}{v_1}\right]. \qquad (10)$$

Le facteur entre crochets de la relation (10) peut être mis sous la forme :

$$\left[v_2 - v_1 + v_b \ln \frac{v_2}{v_1}\right] = v_b\left[\left(\frac{v_2}{v_b} + \ln \frac{v_2}{v_b}\right) - \left(\frac{v_1}{v_b} + \ln \frac{v_1}{v_b}\right)\right]. \qquad (11)$$

Le tableau ci-dessous donne quelques valeurs de $\frac{v}{v_b} + \ln \frac{v}{v_b}$ en fonction de v/v_b ; cette table montre bien que lorsque $v_2 \gg v_b$, le terme « blanc » du bruit l'emporte facilement sur le terme en $1/v$.

$\frac{v}{v_b}$	$\frac{v}{v_b} + \ln \frac{v}{v_b}$	$\frac{v}{v_b}$	$\frac{v}{v_b} + \ln \frac{v}{v_b}$
0,01	−4,59	1	1,00
0,02	−3,89	2	2,69
0,05	−2,94	5	6,61
0,10	−2,20	10	12,30
0,20	−1,41	20	22,99
0,50	−0,19	50	53,91
		100	104,60

En général, v_b est compris entre 1 et 10 kHz : on voit donc que si l'on s'intéresse à des systèmes dont la fréquence de coupure est supérieure à quelques centaines de kHz, le bruit basse fréquence est négligeable, quel que soit v_1 dans le domaine des valeurs usuelles. En conclusion, puisqu'on considère ici essentiellement le problème des détecteurs rapides, on pourra admettre que le bruit est calculable en ne tenant compte que du bruit de granulation du plus petit débit de particules.

3. Débit d'obscurité, débit de signal, rapport signal/bruit

La distribution spectrale de la valeur quadratique moyenne de la fluctuation dans un débit de particules distribuées aléatoirement dans le temps est donnée par la formule de Schottky :

$$\frac{\mathrm{d}\overline{\delta n^2}}{\mathrm{d}v} = 2\bar{n} \qquad (12)$$

où $\bar{n}$ représente le débit moyen. Cette relation est aussi bien valable pour les photons d'un flux (*) que pour les électrons d'un courant.

Si n_0 est le débit de particules en l'absence de signal et n_s le débit dû au signal, supposé stationnaire, le rapport entre les puissances de signal et de bruit vaut :

$$\frac{w_s}{w_b} = \frac{n_s^2}{\overline{\delta n^2}} = \frac{n_s^2}{2(n_0 + n_s)\delta v}. \qquad (13)$$

Pour examiner les variations du rapport ci-dessus en fonction du débit de signal n_s pour un détecteur donné caractérisé par n_0, il est intéressant d'utiliser une forme normée de la relation (13) :

$$\frac{n_s}{n_0} = \left(\frac{w_s}{w_b}\frac{\delta v}{n_0}\right)\left[1 + \left(1 + 2\frac{w_b}{w_s}\frac{n_0}{\delta v}\right)^{\frac{1}{2}}\right] \qquad (14)$$

dont les valeurs limites sont :

pour $\frac{w_s}{w_b}\frac{\delta v}{n_0} \ll 1$: (15a)

$$\frac{n_s}{n_0} \simeq \left[2\frac{w_s}{w_b}\frac{\delta v}{n_0}\right]^{\frac{1}{2}} \qquad (15b)$$

et pour $\frac{w_s}{w_b}\frac{\delta v}{n_0} \gg 1$: (16a)

$$\frac{n_s}{n_0} \simeq 2\frac{w_s}{w_b}\frac{\delta v}{n_0} \quad \text{ou} \quad n_s \simeq 2\frac{w_s}{w_b}\delta v. \qquad (16b)$$

(*) Dans le cas d'un débit parfaitement aléatoire ; cela n'est plus vrai par exemple, dans l'émission du corps noir à la température T pour les photons dont l'énergie n'est pas grande devant kT.

La largeur de bande δv correspond à une durée d'observation $\theta = 1/2\ \delta v$; la quantité $n_0/\delta v$ est donc égale au double du nombre de particules reçues pendant le temps d'observation, en l'absence de signal. Le cas représenté par les relations (15) est donc celui où le nombre de particules observées en l'absence de signal pendant un temps déterminé est grand devant le rapport signal/bruit ; c'est celui où la notion de détectivité peut être appliquée au calcul du rapport signal/bruit (relation 3).

Au contraire, les relations (16) correspondent aux cas où le nombre de particules observées en l'absence de signal pendant un temps déterminé est petit devant le rapport signal/bruit : la valeur de ce rapport est alors entièrement déterminée par le débit de signal n_s comme le montre la dernière forme de la relation (16 *b*)

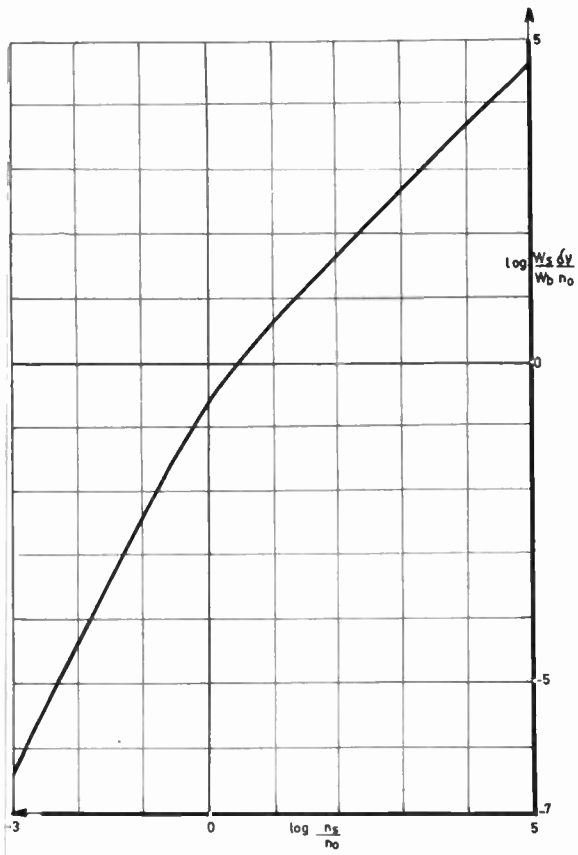


FIG. 3.

La figure 3 représente la variation de (w_s/w_b) $(\delta v/n_0)$ en fonction de n_s/n_0.

4. Exemples

On cherche à comparer les mérites des photomultiplicateurs et des photodiodes rapides dans le visible et le proche infrarouge.

4.1. PHOTOCATHODE CÉSIUM - OXYGÈNE - ARGENT ET PHOTODIODES

On étudiera ici la variation du rapport signal/bruit en fonction de l'intensité du flux F des photons incidents. Les caractéristiques des détecteurs sont :

Photocathode (photomultiplicateur 56 CVP)

Aire sensible	13 cm²
Densité du courant d'obscurité	$1{,}2 \cdot 10^{-12}$ A·cm^{-2}
Débit d'électrons dans l'obscurité n_0	10^8 s^{-1}
Efficacité quantique, $K = n_s/F$,	
à 0,84 μ	$3{,}2 \cdot 10^{-3}$
1,00	$1{,}0 \cdot 10^{-3}$
1,08	$3{,}2 \cdot 10^{-4}$
1,15	$1{,}0 \cdot 10^{-4}$

Photodiodes

Aire sensible	1 mm²

a) Germanium :

densité du courant d'obscurité	3,2 mA/cm²
débit d'obscurité, n_0	$2{,}0 \cdot 10^{14}$ s^{-1}
efficacité quantique, de 0,8 à 1,2 μ	0,5

b) Silicium :

densité du courant d'obscurité	0,32 μA/cm²
débit d'obscurité, n_0	$2{,}0 \cdot 10^{10}$ s^{-1}
Efficacité quantique à 0,98 μ	$3{,}2 \cdot 10^{-1}$
1,02	$1{,}0 \cdot 10^{-1}$
1,07	$3{,}2 \cdot 10^{-2}$
1,12	$1{,}0 \cdot 10^{-2}$

La figure 4 donne la variation du rapport signal/

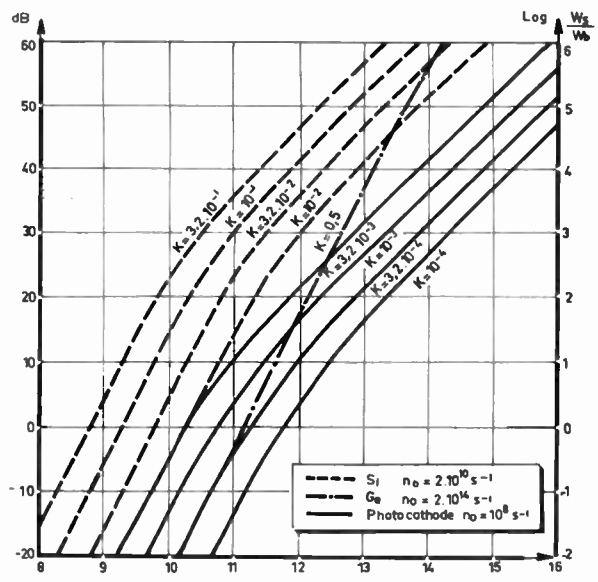


FIG. 4.

bruit en fonction du flux de signal, pour une largeur de bande de 10 MHz ; cette figure montre que :

— pour la photodiode au germanium le bruit est déterminé par le débit d'obscurité jusqu'à des valeurs de w_s/w_b correspondant à plus de 50 dB ; au contraire, pour la photocathode, c'est pratiquement toujours le bruit dû au débit de signal qui intervient. La photodiode au silicium est le cas intermédiaire, le passage d'un régime à l'autre se produit lorsque le rapport signal/bruit avoisine 30 dB.

— parce que leur efficacité quantique devient trop faible, la photocathode et la photodiode au silicium sont, dans tous les cas, inférieures à la photodiode au germanium pour les longueurs d'onde respectivement supérieures à 1,08 et 1,20 μ. Ces longueurs d'onde limite sont fonction décroissante du rapport signal/bruit désiré : pour $w_s/w_b = 100$ (20 dB), la longueur d'onde d'équivalence n'est pas changée pour la photodiode au silicium, mais tombe à 0,95 μ environ pour la photocathode.

— le rapport signal/bruit est proportionnel au carré de l'intensité F_s du signal lorsque le bruit est déterminé par le débit d'obscurité n_0 (photodiode au germanium) alors qu'il ne varie que comme F_s lorsque le bruit est dû au signal (photomultiplicateur).

4.2. Variations spectrales du flux donnant un rapport signal/bruit prédéterminé

Les résultats du paragraphe précédent conduisent à la question : quelle est, en fonction de la longueur d'onde, la valeur du flux de signal F_s qui donne une valeur prédéterminée du rapport signal/bruit pour une certaine largeur de bande ? La figure 5 donne cette valeur de F_s en fonction de la longueur d'onde pour les photocathodes $SbCs_3$, $SbNa_2K$ (Cs), Cs_2O (Ag) et pour les photodiodes Si et Ge dont les caractéristiques essentielles ont été données au paragraphe précédent pour une largeur de bande de 10 MHz et pour un rapport signal/bruit de 20 dB. Cette figure montre combien la photodiode au silicium pourrait être intéressante en deçà de 1,15 μ ; mais ce résultat ne tient compte que des propriétés intrinsèques du détecteur : l'utilisation du signal impose des restrictions dont on verra l'importance au chapitre 5.

4.3. Influence d'une excitation parasite

Pour certaines applications telles que l'observation du rayonnement émis par une petite source éloignée, les tolérances sur la précision du pointage, la turbulence atmosphérique, les imperfections du système optique, imposent l'emploi de dispositifs dont le champ est sensiblement supérieur aux dimensions apparentes de la source. Si la luminance du fond autour de l'objet n'est pas nulle, le détecteur reçoit, en plus du flux de signal F_s, un flux parasite F_p qui contribue au débit total $n_0 + n_s$ sans rien ajouter au signal : il augmente donc n_0 et, par suite, diminue le rapport signal/bruit.

Supposons pour simplifier que l'efficacité quantique du détecteur est la même pour la lumière parasite que pour la lumière de signal, on trouve alors, avec la relation (13), qu'en présence de lumière parasite le rapport signal/bruit est réduit par le facteur :

$$\frac{\left(\frac{w_s}{w_b}\right)_p}{\left(\frac{w_s}{w_b}\right)_0} = \frac{1}{1 + \dfrac{F_p}{F_s + \dfrac{n_0}{K}}} \qquad (17)$$

où n_0/K représente le flux de photons équivalent au débit d'obscurité.

Cette relation montre que si deux détecteurs sont équivalents en l'absence de lumière parasite, c'est celui pour lequel n_0/K est le plus élevé qui sera le moins affecté par la présence du signal parasite.

Si l'on compare, par exemple, deux détecteurs pour lesquels l'un a $n_0 = 10^{11}$ s^{-1}, $K = 0{,}7$, l'autre $n_0 = 10^7$ s^{-1}, $K = 0{,}1$, sous une excitation de $2 \cdot 10^{10}$ s^{-1} et avec une largeur de bande de 10 MHz, le rapport signal/bruit sera égal à 100 (20 dB) dans les deux cas. Mais pour le premier le débit n_0/K vaudra $1{,}41 \cdot 10^{11}$ s^{-1} alors que pour le second, il ne sera que 10^8 s^{-1}. Une excitation parasite F_p de 10^{12} s^{-1} ramènera le rapport w_s/w_b à 3 dB pour le second détecteur alors qu'il sera encore 11,5 dB pour le premier.

Sur ce point, les photodiodes sont donc très avantagées par rapport aux photomultiplicateurs.

5. Problème d'adaptation

Les détecteurs à photoémission sont pratiquement toujours associés à un amplificateur à émission secondaire d'une qualité telle qu'ils permettent aujourd'hui de percevoir le bruit de débits aussi petits que 10^4 s^{-1} tout en étant capables de transmettre des bandes de fréquences très larges.

Il n'en est pas de même avec les photodiodes : celles-ci doivent être associées à des amplificateurs. Si le circuit équivalent à l'entrée de l'amplificateur est représenté par une capacité C' et une conductance K', la largeur de bande $\delta\nu$ [utilisation en détecteur vidéo (1)] déterminée par les paramètres électriques du circuit équivalent à l'ensemble, sera :

$$\delta\nu = \frac{1}{4}\,\frac{K+K'}{C+C'}. \qquad (18)$$

Pour obtenir le meilleur rapport signal/bruit il est nécessaire d'éliminer ou, en tout cas, de réduire les causes de bruit autres que celles qui sont liées au corps photosensible, c'est-à-dire :

— le bruit d'agitation thermique de la résistance $1/(K + K')$,

— le bruit propre à l'amplificateur.

Le premier de ces termes devient inférieur au bruit du courant $i_0 = q \cdot n_0$ débité par le détecteur lorsque :

$$\frac{i_0}{K+K'} > 2\,\frac{kT}{q}. \qquad (19)$$

Avec (18), la condition (19) peut être écrite :

$$\frac{n_0}{\partial\nu} > 8\,\frac{kT}{q^2}(C + C'). \qquad (20)$$

(1) L'utilisation en « photoparamétrique » ne change rien aux conclusions qui vont suivre quant au comportement de la diode et de sa charge : la fluctuation de courant est convertie en fluctuation de tension, donc de capacité, donc de fréquence.

Cela signifie que les capacités du circuit équivalent doivent être réduites au minimum pour que le débit d'obscurité n_0 soit le plus petit possible tout en continuant à dominer les autres causes de bruit.

A 300 °K, $q^2/8kT$ vaut $7{,}74 \cdot 10^{-17}$ F. Si la somme des capacités C et C' vaut 3,87 pF, le nombre limite de particules $n_0/\delta\nu$ est égal à $5 \cdot 10^4$, et le débit limite n_0 satisfaisant à la condition (20), pour une largeur de bande de 10 MHz, vaut $5 \cdot 10^{11}$ s^{-1}.

On voit donc qu'en pratique les performances intrinsèques de la photodiode au silicium ne sont pas totalement utilisables ($n_0 = 2 \cdot 10^{10}$ s^{-1}) alors que celles de la photodiode au germanium le sont facilement ($n_0 = 2 \cdot 10^{14}$ s^{-1}).

La droite en trait mixte portée sur la figure 5 représente la valeur du flux de signal relatif à une photodiode hypothétique qui satisferait à la condition (20) pour $C + C' = 3{,}87$ pF et $\delta\nu = 10$ MHz ($n_0 = 5 \cdot 10^{11}$ s^{-1}, $i_0 = 80$ nA) et qui donnerait un rapport signal/bruit de 20 dB avec une efficacité quantique égale à l'unité.

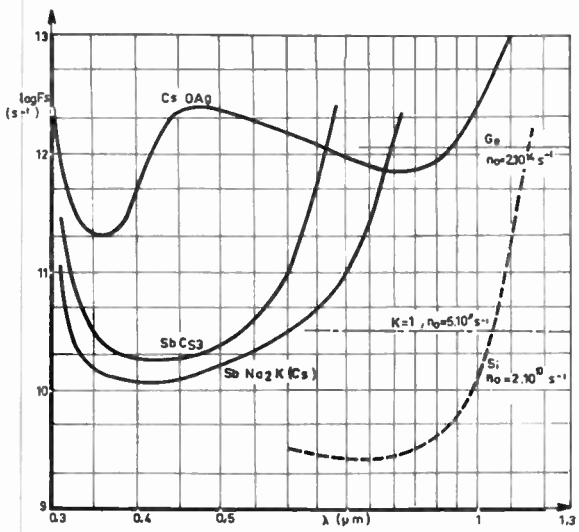


FIG. 5.

La traduction pratique de la relation (20) est que le bruit de granulation du courant circulant dans un système à 300 °K, ayant une largeur de bande $\delta\nu$ et une capacité totale C n'est perceptible que si le courant est lui-même supérieur à la valeur limite :

$$i_l = 0{,}207 \text{ Volt } C \cdot \delta\nu \qquad (21)$$

Les résultats ci-dessus ne tiennent pas compte du bruit propre à l'amplificateur. Si la tension de bruit à l'entrée de cet instrument est équivalente à celle d'une résistance parfaite de valeur R, pour que le bruit soit inférieur à celui qui est dû au courant i_0, il suffit que R satisfasse à la condition :

$$R < \frac{q}{32kT} \frac{i_0}{(C \cdot \delta\nu)^2} = \frac{i_0}{0{,}828 \text{ Volt.} (C \cdot \delta\nu)^2} \qquad (22)$$

ou, pour $i_0 = 80$ nA (valeur citée plus haut), $C = 3{,}87$ pF, $\delta\nu = 10$ MHz : $R < 66{,}2\ \Omega$.

6. Conclusions

Les résultats numériques ci-dessus ont été établis, par souci d'homogénéité, pour une largeur de bande de 10 MHz et un rapport signal/bruit de 100. Pour certaines applications, on peut chercher à utiliser des bandes beaucoup plus larges (télémétrie, modulation delta). Les relations (15) et (16) montrent qu'alors les détecteurs qui entraient dans la catégorie (15) tendent à passer dans la catégorie (16) et que, pour obtenir un rapport signal/bruit donné, il faut bien entendu augmenter n_s, c'est-à-dire le flux de signal.

La relation (20) montre qu'à capacité constante le débit d'obscurité minimal n_0 correspondant à la perception du bruit de granulation est proportionnel à la largeur de bande et que la résistance équivalente à l'entrée de l'amplificateur (22), proportionnelle à $n_0/\delta\nu^2$, doit être d'autant plus petite que $\delta\nu$ est plus grand.

Dans la comparaison avec les photomultiplicateurs, les photodiodes rapides ont le lourd handicap de ne pas disposer d'un amplificateur d'aussi bonne qualité que le multiplicateur à émission secondaire : elles ne prennent l'avantage qu'aux longueurs d'onde où les photocathodes deviennent franchement mauvaises.

L'absence d'amplificateur incorporé sans capacité d'entrée fait qu'un courant d'obscurité important peut être toléré et que la présence de flux parasites est moins gênante qu'avec les photomultiplicateurs.

Les qualités fondamentales d'une bonne photodiode rapide sont, outre le faible temps de transit, avant tout une très petite capacité et une bonne efficacité quantique.

L'auteur remercie la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée pour l'autorisation de publier ce travail.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DESVIGNES F. — *Acta Electronica 5* (4) oct. 1961, pp. 517-592.

[2] VAN DU ZIEL A. — *Noise*, Prentice Hall, New York, 1954.

PERFORMANCES DES DÉTECTEURS PHOTO-PARAMÉTRIQUES A RÉSISTANCE POSITIVE

PAR

D.J. ROULSTON

Ingénieur au Centre de Recherches Physico-Chimiques
C.S.F. (Puteaux, Seine)

1. Introduction

Dans cet article nous allons considérer la détection directe par une photodiode d'un signal infrarouge modulé en amplitude avec une fréquence sous porteuse de quelques mégahertz et avec une bande suffisante pour transmettre soit un nombre élevé de voies téléphoniques, soit une voie de télévision. Puisque le système étudié ne comporte pas de superhétérodyne optique à la détection, il peut être utilisé avec des signaux porteurs non cohérents : dans ces conditions il est bien connu [1, 2] que les performances limites sont déterminées par le bruit de l'amplificateur qui suit la diode détectrice. Il est donc évident que l'étude doit porter sur la diminution de ce bruit ; les systèmes utilisant les principes de l'amplification paramétrique présentent des solutions très intéressantes, du fait de leurs propriétés de faible bruit et aussi parce qu'une seule diode suffit pour la détection optique et pour l'amplification paramétrique.

Le circuit « up-converter » à résistance positive a été choisi pour les raisons suivantes :

— il permet d'avoir une large bande relative à l'entrée (de l'ordre de l'unité) ;

— à cause de cela, on peut, pour une bande absolue donnée, avoir une fréquence porteuse faible et par conséquent utiliser une diode avec une réponse en fréquence faible ;

— une forme modifiée du circuit normal (dans lequel la diode est accordée à la fréquence de sortie et non à la fréquence d'entrée) permet d'avoir des sensibilités théoriques qui sont comparables ou supérieures à celles d'un photomultiplicateur classique.

Nous allons d'abord mettre au point les définitions utilisées pour comparer différents systèmes de détection de signaux optiques : en particulier nous allons définir un facteur de mérite pour un détecteur à photodiode dont les performances sont limitées par le bruit de l'amplificateur qui le suit. Ce facteur de mérite nous permettra de comparer directement nos résultats avec ceux d'un photomultiplicateur ou avec ceux d'un détecteur quantique idéal.

Ensuite, nous donnerons la théorie pour un « up-converter classique », précédé par une photodiode. Cela nous amènera à considérer le nouveau circuit dans lequel la photodiode est accordée à la fréquence de sortie, la self d'accord à la fréquence d'entrée étant éliminée.

Les résultats obtenus nous permettront de comparer les deux cas et d'indiquer les paramètres sur lesquels il faudrait jouer pour améliorer les performances.

L'article conclut par une discussion des limitations pratiques et technologiques, et prévoit à partir des résultats des expériences déjà en cours que l' « up-converter » non accordé à la fréquence d'entrée pourrait éventuellement concurrencer le photomultiplicateur pour le type de fonctionnement envisagé.

2. Définitions de la sensibilité et d'un facteur de mérite

Considérons le schéma simple de la figure 1, dans lequel la photodiode (capacité C_d) et son générateur

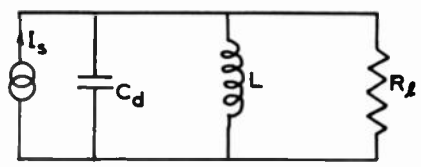


FIG. 1. — Photodiode accordée sur une charge R_l.

équivalent de courant I_S sin ωt, sont en parallèle avec une résistance de charge R_l, à une température T_l, le tout étant accordé à la fréquence $\omega/2\pi$ par la self L.

Le rapport signal/bruit s'écrit :

$$\frac{S}{B} = \frac{I_s^2 R_l}{2q(I_s+I_0)R_l\Delta f + KT_l\Delta f} \qquad (1)$$

où q : charge électronique,
K : constante de Boltzmann,
I_0 : courant d'obscurité,
Δf : bande passante.

Le courant I_s est fonction de la puissance optique incidente sur la diode, W_d :

$$I_s = \frac{\eta_d W_d q}{h\nu} \tag{2}$$

où h : constante de Planck,
ν : fréquence de la lumière,
η_d : rendement quantique.

En combinant (1) et (2), on trouve :

$$\eta_d W_d = (S/B)h\nu\Delta f \times \left[1 + \sqrt{1 + \frac{2I_0}{q(S/B)\Delta f} + \frac{KT_l}{q^2 R_l (S/B)\Delta f}}\right] \tag{3}$$

C'est simplement la puissance nécessaire pour avoir un rapport S/B donné, dans la charge R_l.

En pratique l'expression (3) peut se simplifier et devient :

$$\eta_d W_d = (S/B)^{\frac{1}{2}}(h\nu/q)\Delta f^{\frac{1}{2}}[2qI_0 + KT_l/R_l]^{\frac{1}{2}} \tag{4}$$

si on admet que le détecteur a une sensibilité nettement inférieure à celle d'un détecteur quantique idéal, ce qui est toujours le cas, comme on le verra ci-après.

En outre pour le cas où :

$$I_0 \ll \frac{KT_l}{2qR_l} , \tag{5}$$

l'équation (4) devient :

$$\eta_d W_d = (S/B)^{\frac{1}{2}}(h\nu/q)(KT_l\Delta f/R_l)^{\frac{1}{2}} . \tag{6}$$

Or, le rapport signal/bruit d'un détecteur quantique idéal (où la sensibilité est limitée uniquement par le bruit quantique) est (voir [3]) :

$$(S/B)_i = W_i/(h\nu\Delta f) . \tag{7}$$

W_i étant la puissance incidente, la sensibilité d'un tel système est donc :

$$W_i = (S/B)_i h\nu\Delta f . \tag{8}$$

Notons que pour le cas d'un photomultiplicateur, de rendement η_p, on a (voir [1]) :

$$\eta_p W_p = 2(S/B)_p h\nu\Delta f \tag{9}$$

Cette expression correspond à (3) dans le cas où I_0 et T_l sont négligeables.

Nous voyons tout de suite qu'une différence essentielle entre (6) et (8) ou (9) réside dans le fait que, dans un cas, la sensibilité est proportionnelle à $\sqrt{S/B}$ alors que dans l'autre cas elle est proportionnelle à S/B. Ceci est dû au fait qu'un détecteur à photodiode est un détecteur quadratique, et les performances sont limitées par le bruit dans la charge, alors que dans le photomultiplicateur, à cause de son gain très élevé, les performances sont limitées par le bruit (quantique) à l'entrée.

Nous remarquons aussi la différence d'un facteur $\sqrt{\Delta f}$ dans les deux formules, qui s'explique de la même façon.

Il est donc évident qu'une comparaison des performances des différents systèmes doit tenir compte du « seuil » S/B (que nous appellerons Φ) pour lequel la comparaison est faite, et aussi de la bande passante dans les deux cas. Nous définissons un facteur de mérite ainsi :

$$F = \frac{W_i}{W_d} , \tag{10}$$

où W_d est la puissance détectée qui assure un rapport signal/bruit = Φ à la sortie du système,

W_i est la puissance détectée qui assure le même rapport signal/bruit à la sortie d'un détecteur quantique idéal avec la même bande d'information.

Pour le cas d'une photodiode, l'équation (10) devient :

$$F_d = q\eta_d(\Phi \cdot \Delta f \cdot \beta)^{\frac{1}{2}} , \tag{11}$$

où

$$\beta = R_l/KT_l , \tag{12}$$

L'équation (11) peut être exprimée sous la forme :

$$F_d = (q\eta_d)\Phi^{\frac{1}{2}}(\Delta f/I_s)(S/B)_d^{\frac{1}{2}} , \tag{13}$$

où $(S/B)_d$ est l'expression pour le rapport signal/bruit en fonction du courant I_S (voir l'équation (1)).

Pour un photomultiplicateur, nous notons que F

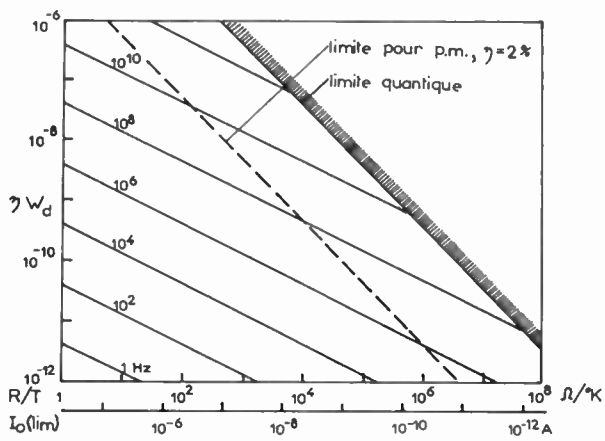


FIG. 2. — Relation entre ηW_d et le paramètre R_l/T_l pour différentes bandes [$\Phi = 1$, $\nu = 3.10^{14}$ Hz ($\lambda = 1\ \mu$)].

devient indépendant de la valeur de Φ et de la bande (voir équation (9)) :

$$F_p = \frac{\eta_p}{2} \tag{14}$$

Si on utilise la définition usuelle d'un seuil de $\Phi = 1$, on voit que la comparaison entre la photodiode et le détecteur idéal serait pessimiste pour la première, parce qu'en réalité, pour une liaison pratique, on s'intéresse aux valeurs de Φ plutôt de l'ordre de 10 dB ou de 20 dB, ce qui améliore les performances comparatives de la diode par un facteur de 3 à 10 (voir équation (11)).

Nous portons sur la figure 2 la relation entre ηW_d pour $\Phi = 1$ et le paramètre R_l/T_l pour différentes bandes, avec les valeurs limites de I_0 données par l'équation (5).

3. Etude du circuit up-converter

3.1. Circuit « classique »

Considérons le circuit de la figure 3, dans lequel on utilise une seule diode qui remplit les fonctions de détecteur des photons et d'élément non linéaire pour

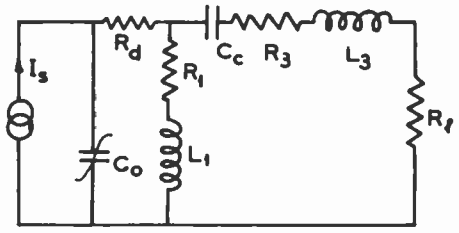


Fig. 3. — Circuit photo-paramétrique « up-converter ».

l'amplification paramétrique. Soit un courant i dans la diode :

$$i = I_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + I_p \sin \omega_p t + I_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3) \tag{15}$$

où ω_1 est la fréquence signal à l'entrée,

ω_p la fréquence pompe, (16)

$\omega_3 = \omega_1 + \omega_p$ la fréquence du signal à la sortie.

Pour le cas où la diode est pompée au maximum, c'est-à-dire où $I_p/\omega_p C_0 = V_B$, C_0 étant la capacité de la diode pour une polarisation inverse totale de V_B, et où l'exposant de non-linéarité γ est égal à 1/2, la matrice générale s'écrit (voir [4]) :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{j\omega_1 C_0} & \dfrac{j}{4\omega_3 C_0} \\ \\ \dfrac{j}{4\omega_1 C_0} & \dfrac{1}{j\omega_3 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \exp j\varphi_1 \\ \\ I_3 \exp j\varphi_3 \end{bmatrix} \tag{17}$$

où v_1, v_3 sont les tensions aux bornes de la jonction aux fréquences ω_1, ω_3.

Nous supposons que dans le circuit de la figure 3, les filtres sont idéaux, c'est-à-dire, le courant I_1 passe par C_0, R_d, R_1, L_1, accordé sur ω_1 mais non pas dans C_c, L_3, R_l, accordé avec C_0 sur ω_3 (cette condition est vraie si, par exemple, $C_c \ll C_0$). Pour simplifier le circuit, nous ne montrons pas les détails du circuit pompe. Nous tirons de l'équation (17), en ajoutant les impédances du circuit, et en supposant qu'il y a un générateur fictif $V_1 \sin \omega_1 t$ en série avec la diode :

$$\varphi_1 = 0, \quad \varphi_3 = \pi/2$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{1_t} & \dfrac{1}{4\omega_3 C_0} \\ \\ -\dfrac{1}{4\omega_1 C_0} & R_{3_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{18}$$

où $R_{1_t} = R_1 + R_d$,

$R_{3_t} = R_l + R_3 + R_d$, (voir fig. 3)

Nous pouvons donc écrire :

$$V_1 = I_1 (R_{1_t} + R_{eq}) , \tag{19}$$

où $$R_{eq} = (16\, \omega_1 \omega_3 C_0^2 R_{3_t})^{-1} , \tag{20}$$

et le schéma équivalent à la fréquence ω_1 devient celui de la figure 4. Pour les cas intéressants nous aurons $R_{eq} \gg R_1 + R_d$ (cette condition exige de faibles pertes à ω_1) et le courant I_1 s'exprime en fonction de I_S :

$$I_1/I_s = (\omega_1 C_0 R_{eq})^{-1} = Q_{eq} . \tag{21}$$

A partir des équations (18) et (20) on trouve la puissance W_S dans la charge R_l :

$$W_s = (I_1^2 R_{eq})(\omega_3/\omega_1)(R_l/R_{3_t}) . \tag{22}$$

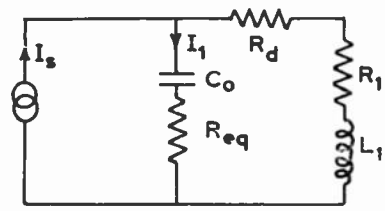


Fig. 4. — Circuit équivalent à ω_1.

Puisque $I_1^2 R_{eq}$ représente la puissance fournie à l'amplificateur à la fréquence ω_1, nous pouvons considérer un gain g_t tel que :

$$g_t = (\omega_3/\omega_1)(R_l/R_{3_t}) . \tag{23}$$

Nous notons que l'équation (23) est la formule classique pour le gain d'un « up-converter » pour lequel les pertes à la fréquence ω_1 sont négligeables.

La puissance de bruit dans la charge, due aux pertes

à la fréquence ω_1 est simplement :

$$N_{13} = \overline{e_{1n}^2}\, g_t/R_{eq} \ , \tag{24}$$

où

$$\overline{e_{1n}^2} = 4K\Delta f(R_1 T_c + R_d T_d) \ , \tag{25}$$

formule dans laquelle T_c et T_d sont les températures du circuit et de la diode.

Pour trouver le bruit N_{33} dans la charge, dû aux sources à la fréquence ω_3, on utilise l'équation (17) pour le cas où il y a un générateur de bruit $\sqrt{\overline{e_{3n}^2}}$ en série avec R_t. Dans ce cas on a $\varphi_1 = \pi/2$, $\varphi_3 = 0$, et on trouve un courant de bruit dans la charge dû aux pertes à la fréquence ω_3 :

$$\sqrt{\overline{i_{3n}^2}} = \frac{\sqrt{\overline{e_{3n}^2}}}{R_{3_t}(1 + R_{eq}/R_{1_t})} \ , \tag{26}$$

où

$$\overline{e_{3n}^2} = 4K\Delta f(R_3 T_c + R_d T_d) \ . \tag{27}$$

L'équation (26) nous montre que le bruit dans la charge, dû au générateur équivalent $\sqrt{\overline{e_{3n}^2}}$ est réduit par l'effet paramétrique, puisque $R_{eq} \gg R_{1_t}$.

Sous l'hypothèse que la charge est connectée à la sortie par un système unidirectionnel, on trouve le bruit total dû aux sources à la fréquence ω_3 :

$$N_{33} = (\overline{i_{3n}^2} + KT_t\Delta f R_t^{-1})R_t \ . \tag{28}$$

En combinant les équations (22), (24) et (28), on trouve le rapport signal/bruit dans la charge :

$$\frac{S}{B} = \frac{(I_s^2/4K\Delta f)(\omega_1 C_0)^{-2}}{(R_1 T_c + R_d T_d) + (R_3 T_c + R_d T_d)(4\omega_1 C_0)^2 R_{1_t}^2 + \dfrac{T_t R_{eq}}{4 g_t}} \tag{29}$$

Pour le cas où le circuit et la diode sont à la même température, l'équation (29) prend la forme simplifiée :

$$\frac{S}{B} = \frac{I_s^2(4K\Delta f)^{-1}}{(\omega_1 C_0)\left(\dfrac{T_c}{Q_{1_t}} + \dfrac{T_t}{4Q_{eq} g_t}\right)} \ , \tag{30}$$

où

$$Q_{1_t} = (\omega_1 C_0 R_{1_t})^{-1} \ ,$$

$$Q_{eq} = (\omega_1 C_0 R_{eq})^{-1} \ .$$

Notons que l'équation (30) n'est strictement vraie que pour :

$$(R_3 + R_d)\,(4\omega_1 C_0)^2 R_{1_t} \ll 1 \ , \tag{31}$$

cependant, il est évident que ce sera vrai dans tous les cas pratiques.

La bande passante de l' « up-converter » est trouvée par des méthodes classiques [4], en reprenant la matrice (17) pour le cas où les réactances totales à ω_1 et ω_3 ne sont pas nulles. On trouve le résultat :

$$\frac{2\pi\Delta f}{\omega_1} \simeq \frac{1}{Q_{eq}} \ , \tag{32}$$

pour

$$(\omega_3 C_c R_{3_t})^{-1}(\omega_1/\omega_3) < Q_{eq} \ .$$

On pourrait aussi avoir un circuit comme celui de la figure 5 dans lequel deux diodes sont utilisées :

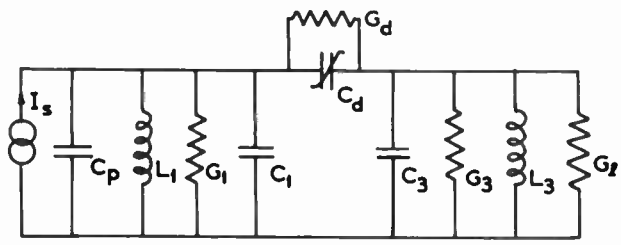


FIG. 5. — Photodiode C_p suivi par un « up-converter » paramétrique.

l'une pour la détection des photons, l'autre pour l'amplification paramétrique.

Par une analyse semblable à celle décrite ci-dessus on trouve une expression identique à l'équation (30) sauf que la capacité C_0 est remplacée par la capacité totale d'accord à la fréquence ω_1, c'est-à-dire par $C_1 + C_p + C_d$ dans la figure 5 (C_p : capacité de la photodiode ; C_d : capacité de la diode paramétrique). Puisque, dans le cas déjà examiné, C_0 représente en réalité la capacité d'accord à ω_1 (C_0 étant nettement supérieur à C_c capacité d'accord du circuit de sortie à la fréquence $\omega_3 \gg \omega_1$) on conclut que les deux circuits donneraient à peu près les mêmes performances. Celui de la figure 5 offrirait un avantage dans le cas où la photodiode introduirait des pertes importantes à ω_3 : cela à cause du fait que la technologie actuelle permet d'avoir pour une diode paramétrique des fréquences de coupure électriques environ deux fois plus élevées que pour une diode photoparamétrique. C'est ainsi que g_t (23) pourrait être quelque peu supérieure pour le circuit de la figure 5.

Cependant pour le cas plus normal où l'on essaie de réduire T_t au minimum ou celui où l'on a des bonnes diodes dans les deux circuits, il est évident que les deux résultats seront sensiblement les mêmes. Dans le cas où l'on peut négliger le bruit ramené par l'étage suivant, ou plus exactement quand :

$$\frac{T_t}{Q_{eq} g_t} \ll \frac{T_c}{Q_{1_t}} \ , \tag{33}$$

on a

$$\frac{S}{B} = \frac{I_s^2}{4KT_c\Delta f}\,\frac{Q_{1_t}}{\omega_1 C_0} \ . \tag{34}$$

Dans le cas où c'est le bruit de l'étage suivant qui domine, on a :

$$\frac{S}{B} = \frac{I_s^2}{KT_l\Delta f}\,\frac{Q_{eq}g_t}{\omega_1 C_0} \tag{35}$$

où C_0 est la capacité la plus faible que l'on peut utiliser pour accorder un circuit avec surtension Q_{1t} à une fréquence $\omega_1/2\pi$.

Dans le cas qui nous intéresse, où $\omega_1/2\pi$ est de l'ordre de quelques mégahertz, les limites ultimes des performances sont dues à la self d'accord à la fréquence d'entrée puisque c'est effectivement celle-ci qui détermine la valeur maximale de Q_{1t} et les valeurs minimales de C_0. Nous sommes donc amenés à considérer ce qui se passe quand la dite self est éliminée.

3.2. Circuit d'entrée non accordé

Considérons le circuit montré dans la figure 6,

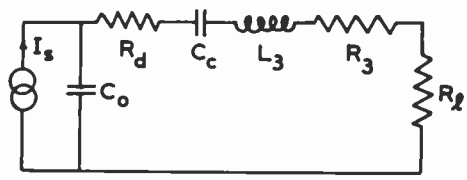


Fig. 6. — Circuit photoparamétrique non accordé à la fréquence d'entrée.

qui correspond à celui de la figure 3, avec la self d'entrée éliminée.

Il est évident que le fonctionnement de ce circuit sera semblable à celui du circuit accordé. Cependant il y a plusieurs différences, notamment :

— Puisqu'il n'y a pas de self d'entrée, la valeur minimale de C_0 n'est plus limitée par la fréquence d'entrée.

— Du fait que les pertes de la self L_1 n'existent plus, il n'y a que la diode qui introduit des pertes à la fréquence d'entrée, et, celles-ci étant très faibles, il est normal de penser que les performances seront meilleures que dans le cas étudié précédemment.

A partir de l'équation (17) on trouve l'impédance de la diode à ω_1 :

$$Z_1 = R_{eq} - j(\omega_1 C_0)^{-1} , \tag{36}$$

avec R_{eq} défini par l'équation (20).

On a donc la relation :

$$I_1/I_s = \left[\left(1+\frac{C_c}{C_0}\right)+j\omega_1 C_c R_{eq}\right]^{-1} , \tag{37}$$

où C_c est la capacité en série avec la diode (fig. 6) et le schéma équivalent à ω_1 est représenté sur la figure 7.

Posons $I_1/I_s = \alpha$, on a donc la puissance de sortie dans R_l :

$$W_s = I_s^2|\alpha|^2 R_{eq} g_t , \tag{38}$$

avec g_t défini par l'équation (23).

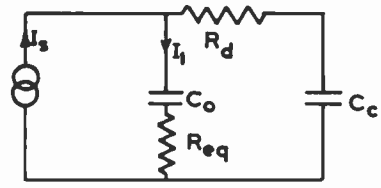


Fig. 7. — Circuit équivalent à ω_1.

Il s'ensuit que le bruit dans R_l dû aux pertes à ω_1 est :

$$N_{13} = \overline{i_{1n}^2} R_{eq} g_t , \tag{39}$$

où $$\overline{i_{1n}^2} = 4K\Delta f(T_c R_3 + T_d R_d)(\omega_1 C_t)^2 , \tag{40}$$

et $$C_t = C_0(1+C_0/C_c)^{-1} .$$

Cela suppose que le bruit provenant de R_l soit négligeable à ω_1 : cette hypothèse est facilement réalisée dans un circuit pratique avec $\omega_3 \gg \omega_1$.

Pour trouver le bruit dans R_l dû aux pertes à ω_3, on utilise (17) en supposant qu'il n'existe que des générateurs à ω_3. On en tire :

$$\left.\begin{aligned} I_1 R_{1_t} + \frac{1}{4}\,\frac{I_3}{\omega_3 C_0}\cos\varphi = 0 \\ I_1 X_{1_t} + \frac{1}{4}\,\frac{I_3}{\omega_3 C_0}\sin\varphi = 0 \end{aligned}\right\} \tag{41}$$

où $$X_{1_t} = (\omega_1 C_{1_t})^{-1}$$

$$\varphi = \varphi_3 - \varphi_1 \tag{42}$$

et $$V_3 = I_3 R_{3_t} + I_1(4\omega_1 C_0)^{-1}\cos(\varphi+\pi)$$

En combinant les équations (41) et (42) on trouve :

$$V_3/I_3 = R_{3_t} + R_{1_t}(16\omega_1\omega_3 C_0^2)^{-1}(R_{1_t}^2 + X_{1_t}^2)^{-1} \tag{43}$$

Il est évident que, dans tous les cas, le deuxième terme est négligeable devant le premier et l'on a :

$$V_3 \simeq I_3 R_{3_t} . \tag{44}$$

Autrement dit, le schéma équivalent à ω_3 est un générateur de tension V_3 en série avec les résistances de pertes et la charge. Cela est en contraste avec ce qui se passe dans le premier circuit où il y avait un terme additionnel beaucoup plus grand que R_{3t}, voir (26).

Le bruit dans R_l dû aux sources à ω_3, en supposant

que la charge est connectée par un système unidirectionnel, est donc :

$$N_{33} = 4K\Delta f\left[\frac{T_l}{4}+\frac{R_l}{R_{3_t}^2}(R_dT_d+R_3T_c)\right] \qquad (45)$$

En comparant (39) et (45) il est évident qu'avec une bonne approximation le bruit total dans la charge est celui donné par (45). Avec (38) on trouve le rapport signal/bruit dans la charge R_l :

$$\frac{S}{B} = \frac{I_s^2|\alpha|^2}{KT_l\Delta f}\,\frac{(\omega_3/\omega_1)(R_l/R_{3_t})R_{eq}}{\left[1+\frac{4R_l}{R_{3_t}}\left(\frac{R_d}{R_{3_t}}\frac{T_d}{T_l}+\frac{R_3}{R_{3_t}}\frac{T_c}{T_l}\right)\right]} \qquad (46)$$

Considérons le cas où les pertes de la diode et du circuit sont négligeables ainsi que le bruit engendré par ces éléments. L'équation (46) prend la forme simplifiée :

$$\frac{S}{B} = \frac{I_s^2|\alpha|^2R_{eq}}{KT_l\Delta f}\cdot\frac{\omega_3}{\omega_1} \qquad (47)$$

Pour ω_3 et ω_1 fixes (ce qui suppose aussi que T_l et Δf sont fixes), il existe une valeur optimale du facteur $|\alpha|^2R_{eq}$. Si R_{eq} est très faible, S/B est proportionnel à R_{eq} et devient donc faible aussi, si R_{eq} est très élevée, on voit, à partir de (37), que $|\alpha|^2$ est proportionnel à $1/R_{eq}$ et donc S/B devient encore faible.

Une optimalisation simple du produit $|\alpha|^2R_{eq}$ donne :

$$[|\alpha|^2R_{eq}]_{opt} = (2\omega_1C_c)^{-1}\ , \qquad (48)$$

pour $C_c \ll C_0$

et pour $$[16\,\omega_3C_0R_{3_t}]^{-1} = 1+C_0/C_c \qquad (49)$$

Il est évident que C_c sera choisi aussi faible que possible pour une valeur de ω_3 donnée. En pratique des valeurs de C_0/C_c élevées ne sont pas possibles ; cela exigerait des fréquences de coupure électrique très élevées pour que R_d soit très inférieure à R_l (voir (49) où $R_{3t} = R_d + R_l$).

Dans ce circuit, la bande passante est limitée uniquement par le filtre de sortie. Donc, pour des gains élevés, il sera facile d'avoir des bandes relatives d'entrée de l'ordre de l'unité. Dans ces conditions, la puissance de sortie W_s', intégrée sur la bande Δf pourrait être plus élevée que la valeur supposée dans (47). Il est facile de voir que :

$$\frac{W_s'}{W_s} = \left[1-\left(\frac{\pi\Delta f}{\omega_1}\right)^2\right]^{-1} \qquad (50)$$

ce qui donne un rapport

$$W_s'/W_s = 4/3 \quad \text{pour} \quad \Delta f = \omega_1/2\pi\,.$$

Dans ces conditions (bande relative d'entrée égale à l'unité, pertes de la diode négligeables), la relation (47) devient :

$$\frac{S}{B} = \frac{2}{3}\,\frac{I_s^2}{KT_l\Delta f}\,\frac{\omega_3}{\omega_1}\,\frac{1}{\omega_1C_c}\ . \qquad (51)$$

4. Comparaison des deux circuits et évaluation de leurs facteurs de mérite

Pour comparer les circuits étudiés dans 3.1. et 3.2. nous supposons que la bande relative à l'entrée est égale à l'unité et que la fréquence d'entrée est la même dans les deux cas. La discussion est limitée aux valeurs élevées de g_t, (100 ou 1 000, par exemple) avec $\omega_1/2\pi$ de l'ordre de quelques mégahertz.

Nous tirons de (13) et (34) l'expression du facteur de mérite F_{1_a} pour le premier circuit dans le cas où les performances sont limitées par le self à ω_1 :

$$F_{1_a} = \eta_dq\sqrt{\frac{\Delta f}{4KT_c}}\sqrt{\frac{Q_{1_t}}{\omega_1C_0}}\sqrt{\Phi}\ . \qquad (52)$$

Dans le cas où c'est le bruit de la charge qui domine, le facteur de mérite F_{1b} devient (35) :

$$F_{1_b} = \eta_dq\sqrt{\frac{\Delta f}{KT_l}}\sqrt{\frac{g_t}{\omega_1C_0}}\sqrt{\Phi} \qquad (53)$$

où nous avons mis $Q_{eq} = 1$, pour correspondre au cas : $\Delta f = \omega_1/2\pi$.

A partir de (51), on trouve le facteur de mérite F_2 pour « l'up-converter » non accordé à ω_1 :

$$F_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\,\eta_dq\sqrt{\frac{\Delta f}{KT_l}}\sqrt{\frac{\omega_3/\omega_1}{\omega_1C_c}}\sqrt{\Phi}\ . \qquad (54)$$

Pour le moment, nous supposons dans les trois cas que les pertes de la diode ne limitent pas les performances.

Puisque C_0 (premier circuit) est la capacité minimale possible pour accorder un circuit à ω_1 et C_c (deuxième circuit) est la capacité minimale possible pour accorder un circuit à ω_3, il existe la relation pratique approximative :

$$\frac{C_0}{C_c} \simeq \sqrt{\frac{\omega_3}{\omega_1}}\ . \qquad (55)$$

De plus, dans les circuits pratiques, Q_{1t} (52) est limité pour une fréquence d'entrée donnée : une valeur typique serait de l'ordre de 100. Il est évident que ω_3/ω_1 dans (54) n'est pas limité de la même façon et peut atteindre des valeurs nettement supérieures à 100.

Pour illustrer les performances comparatives des deux circuits nous avons :

$$(F_2/F_{1a})^2 \simeq 4(T_c/T_l)(\omega_3/\omega_1)^{3/2} Q_{1_t}^{-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (56)$$

$$(F_2/F_{1b})^2 \simeq (\omega_3/\omega_1)^{1/2} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (57)$$

Le tableau I donne quelques valeurs typiques.

$R_{eq} = (\omega_1 C_c)^{-1}$ dans le deuxième circuit (voir (48) et figure 7), il est évident que l'on pourrait comparer directement l'équation (1) aux équations (34) et (51) en disant que la charge R_l vue par le photocourant est remplacé par $(\omega_1 C_0)^{-1}$ et par $(\omega_1 C_c)^{-1}$; cela n'est vrai qu'à un facteur 2 près, du fait que R_{eq} n'est pas rigoureusement la résistance en série avec le photocourant. Cependant, la comparaison nous permet de définir une température équivalente d'entrée T_{eq} :

TABLEAU I

Valeurs typiques du F_2/F_{1a} et F_2/F_{1b} pour $T_l = T_c = 300$ °K $Q_{1t} = 100$

$\omega_1/2\pi$	$\omega_3/2\pi$	F_2/F_{1a}	F_2/F_{1b}
10 MHz	1 GHz	5,2	2,6
2 MHz	1 GHz	17,2	3,8
2 MHz	2 GHz	30,0	4.5

Le cas le plus intéressant est celui pour lequel les gains sont élevés quand, dans le premier circuit, c'est Q_{1_t} qui limite les performances (voir (30)). C'est aussi dans ces conditions que le nouveau circuit offre le plus d'avantages.

Les tableaux II et III donnent des valeurs théoriques de F_1 (52) et de F_2 (54).

Pour le premier circuit $T_{eq} \simeq T_c/Q_{1_t}$

Pour le deuxième circuit $T_{eq} \simeq T_l/(\omega_3/\omega_1)$.

On peut donc utiliser directement les courbes de la figure 2 pour déterminer la valeur limite du courant d'obscurité I_0 pour chaque cas. Les valeurs indiquées diminueraient chaque rapport S/B par un facteur

TABLEAU II

Valeurs typiques de F pour le circuit classique du § 3.1 avec $T_l = 300$ °K, $\eta_d = 0,5$, $Q_{1t} = 100$

$\omega_1/2\pi$ MHz	$\omega_3/2\pi$ GHz	C_{1t} pF	T_c °K	T_{eq} °K	F_1 (0 dB) $\times 10^{-2}$	F_1 (20 dB) $\times 10^{-2}$	I_s(lim) nA	f_c(lim) GHz
1	1	30	300	3,1	0,045	0,45	25	20
1	1	30	150	1,6	0,06	0,60	14	20
10	1	10	300	3,7	0,07	0,70	11	20
10	10	10	300	3,1	0,075	0,75	8	200

TABLEAU III

Valeurs typiques de F pour le nouveau circuit du § 3.2. avec $T_c = 300$ °K, $\eta_d = 0,5$

$\omega_1/2\pi$ MHz	$\omega_3/2\pi$ GHz	C_c pF	C_d pF	T_l °K	T_{eq} °K	F_2 (0 dB) $\times 10^{-2}$	F_2 (20 dB) $\times 10^{-2}$	I_s(lim) nA	f_c(lim) GHz
1	1	1	2	300	0,3	0,7	7,0	0,08	80
1	1	1	2	600	0,6	0,56	5,6	0,2	60
10	1	1	2	300	3,0	0,24	2,4	10,0	80
10	10	0,3	0,6	300	0,3	1,5	15	0,25	800
1	3	0,5	1,0	300	0,1	2,0	20	0,01	240

On voit que le deuxième circuit peut avoir des facteurs de mérite comparables à ceux d'un photomultiplicateur. Rappelons d'après l'équation (14) que pour un photomultiplicateur de rendement 2%, on a $F = 10^{-2}$.

Du fait que nous avons considéré $R_{eq} = (\omega_1 C_0)^{-1}$ dans le premier circuit (voir (30), (32) et figure 4) et de 2 et donc les valeurs de F par un facteur 1,4.

Les valeurs limites des fréquences de coupure électriques, f_c sont calculées à partir de (30) et (46) et correspondent à une diminution de F par un facteur 2.

5. Montages pratiques et limitations

La valeur maximale du rapport ω_3/ω_1 est limitée dans certains cas par des questions de filtrage. Dans la théorie, nous avons supposé une pompe à ω_p, un signal à ω_1 et la sortie à $\omega_3 = \omega_p + \omega_1$. Il est cependant évident que pour $\omega_p \gg \omega_1$, il sera difficile d'empêcher une puissance de se développer à $\omega_p - \omega_1$, ce qui correspond à un amplificateur à résistance négative. Dans le circuit classique discuté au § 3.1., l'existence d'une telle résistance négative peut être très grave parce que sa présence à ω_1 réduit sérieusement la bande passante et pourrait causer des accrochages pendant le réglage du circuit. Dans le nouveau montage par contre, puisqu'il n'y a pas de circuit accordé à ω_1, il y a peu de risque d'accrochage et la bande reste inchangée même si on a la même impédance à $\omega_p - \omega_1$ qu'à $\omega_p + \omega_1$. La preuve rigoureuse de ce fait est obtenue en considérant la matrice à quatre fréquences de l'amplificateur paramétrique et en résolvant le système d'équations ainsi obtenu.

Nous montrons sur la figure 8 une méthode utilisée

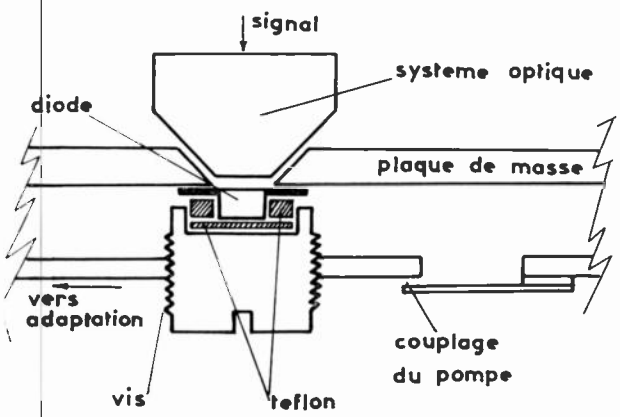


FIG. 8. — Méthode utilisée pour monter la diode sur un circuit microbande.

pour monter la photodiode sur un circuit microbande qui correspond au circuit de la figure 6. La diode, en boîtier pilule avec le côté à grand diamètre en matériau transparent, est serrée entre la bande et la plaque de base par une vis et isolée de cette dernière par un morceau de téflon dont l'épaisseur détermine la valeur de la capacité de couplage C_c. Le circuit pompe est légèrement couplé par une deuxième bande. L'ensemble est réglé par des méthodes classiques avec des capacités variables disposées sur la ligne.

La figure 9 donne le schéma d'un montage-type

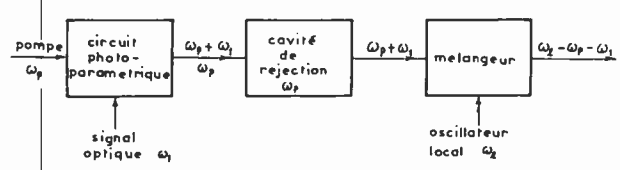


FIG. 9. — Montage type avec fréquence de sortie différente de la fréquence d'entrée.

essayé dans nos laboratoires. La cavité est nécessaire pour que le niveau de pompe à la sortie ne sature pas l'étage suivant, qui est un mélangeur ramenant la fréquence à une valeur convenable : 40 MHz.

La limite du rapport ω_3/ω_1 dépend des caractéristiques de la cavité de réjection et des filtres en moyenne fréquence qui doivent laisser passer toute la bande $[\omega_l - \omega_p - (\omega_1 \pm \pi\Delta f)]$ mais atténuer la fréquence $(\omega_l - \omega_p)$, ω_l étant la fréquence de l'oscillateur local.

Le montage (fig. 10) correspond à un système où

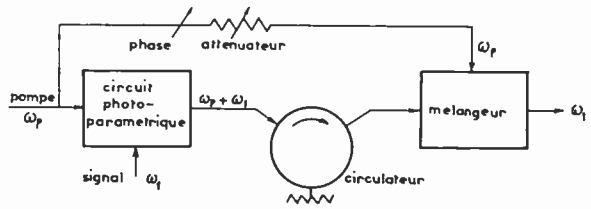


FIG. 10. — Montage type avec fréquence de sortie identique à la fréquence d'entrée.

la fréquence de sortie est la même que la fréquence d'entrée. Dans ce cas la pompe est réinjectée après le circulateur avec une amplitude et une phase variable tels que les deux bandes $\omega_p \pm \omega_1$, se recombinent à la sortie du mélangeur. Le circulateur est nécessaire pour pouvoir régler la pompe sur l'up-converter et sur le mélangeur indépendamment l'un de l'autre. Il est prévu, l'insertion d'un amplificateur à résistance négative (diode tunnel ou paramétrique) entre la sortie de l'up-converter et le mélangeur pour améliorer le facteur de bruit de ce dernier.

Les deux montages ont été essayés et avec le circuit classique étudié au § 3.1. et avec le nouveau circuit au § 3.2. Bien que nous n'en soyons encore qu'aux étapes préliminaires, nous avons démontré la nette supériorité du nouveau circuit.

Dans les deux montages la valeur maximale de $\omega_3/2\pi$ était limitée à 1 ou 2 GHz par la fréquence de coupure des diodes à silicium utilisées, qui était de l'ordre de 30 GHz à -6 V. Nous comptons améliorer cette valeur par un facteur de 2 ou 3 dans un avenir proche.

6. Conclusions

Nous avons présenté une analyse pour deux circuits photoparamétriques à résistance positive, le premier avec un circuit classique, le deuxième avec un circuit dans lequel la diode est accordée uniquement à la fréquence de sortie. La théorie montre les avantages de ce dernier circuit.

Des mesures faites jusqu'à présent indiquent que la limite ultime des performances sera probablement déterminée par les caractéristiques de la diode : fréquence de coupure électrique et courant d'obscurité. En tenant compte de ces caractéristiques nous espérons réaliser un montage qui aura des performances égales ou même supérieures à celles d'un photomultiplicateur de rendement 1 %.

Nous tenons à remercier la D.R.M.E. dont l'appui nous a grandement facilité la poursuite de cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] RIESZ R.P. — High Speed Semiconductor photo-diodes. *Review of Scientific Instruments*, t. 33, pp. 994-998, September 1962.

[2] SOMMERS H.S., Jr. — Demodulation of Low-Level Broad-Band Optical Signals with Semiconductors. *Proc. I.E.E.E.*, t. 52, pp. 140-146, January 1964.

[3] OLIVER B.M. — Signal-to-Noise Ratios in Photoelectric Mixing. *Proc. I.R.E.*, t. 49, pp. 1960-1961, December 1961.

[4] BLACKWELL L.A. and KOTZEBUE K.L. — Semiconductor Diode Parametric Amplifiers. Chapitre 3, Prentice-Hall, 1961.

LE BRUIT D'INCOHÉRENCE EN MODULATION D'AMPLITUDE

PAR

C. DUCOT

Directeur Technique Adjoint
Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée

Nous nous proposons, dans le présent article, d'étudier les possibilités de transmission d'information par une onde porteuse incohérente modulée en amplitude.

Dans une première partie, on rappellera quelques notions générales concernant la cohérence en radioélectricité.

La deuxième partie sera consacrée à l'étude de la détection d'une onde incohérente modulée en amplitude : une première section étudiera le processus en l'absence de bruit additif, une seconde l'étudiera en présence d'un tel bruit.

On rassemblera succinctement en conclusion les résultats de l'étude.

1. Généralités sur la cohérence

La notion de cohérence est assez complexe. Nous nous contenterons de prendre le point de vue du radiotechnicien, c'est-à-dire de considérer une onde porteuse de tension ou de courant disponible à la connexion de sortie d'une source, et de définir sa cohérence, de façon au moins provisoirement vague et grossière, par son degré de ressemblance avec une onde sinusoïdale d'amplitude et de fréquence constantes.

En toute rigueur, aucune porteuse réelle n'est parfaitement cohérente. Au surplus, la génération d'onde dans un oscillateur est toujours amorcée par des phénomènes aléatoires.

Pour préciser un peu plus la définition provisoire, il nous semble préférable d'examiner ce qui se passe effectivement lors de la génération d'une onde dans deux cas extrêmes où il y a « incontestablement » un haut degré, respectivement, d'incohérence ou de cohérence. Le premier cas sera celui d'une onde obtenue par filtrage et amplification d'un courant de bruit, le second celui de l'onde produite dans un oscillateur classique.

1.1. 1er CAS

Considérons une source de bruit (thermique, par exemple) donnant une puissance de sortie uniformément répartie sur une certaine gamme de fréquences. Supposons qu'un filtre passe-bande idéal sélectionne, à l'intérieur de cette gamme, une bande de largeur $\Delta\nu$ centrée à la fréquence ν, en donnant une atténuation nulle entre $\nu - \frac{\Delta\nu}{2}$ et $\nu + \frac{\Delta\nu}{2}$, et infinie aux autres fréquences. Soit P la puissance moyenne disponible à la sortie du filtre.

On sait que si l'on connecte un oscilloscope à la sortie du filtre, le signal apparaîtra d'autant plus similaire à une onde sinusoïdale que $\frac{\Delta\nu}{\nu}$ est plus petit.

Si nous avons un moyen de commander la valeur de $\Delta\nu$, c'est-à-dire si nous utilisons un filtre à bande ajustable, nous obtiendrons une puissance moyenne de sortie P proportionnelle à $\Delta\nu$, ce qui peut gêner l'observation pour de toutes petites valeurs de $\Delta\nu$. Pour supprimer cet effet, il suffit d'insérer, par exemple entre la source et le filtre, un amplificateur sans distorsion dont on réglera le gain en puissance de façon à le rendre inversement proportionnel à $\Delta\nu$. P restera alors constant.

Mais cette valeur constante P n'est qu'une moyenne à long terme. Donc, si petit que soit $\Delta\nu$, les variations d'amplitude atteindront, de temps en temps, de grandes valeurs.

On peut résumer la situation en considérant l'onde de sortie comme la partie réelle d'un signal analytique constitué par une porteuse de fréquence ν modulée en phase, et en outre modulée en amplitude par une

certaine fonction enveloppe. La déviation de phase peut, à la longue, atteindre n'importe quelle valeur, la déviation de fréquence restant toutefois limitée par la largeur de bande $\Delta\nu$. La variation d'amplitude peut être importante, c'est seulement son rythme qui est limité par la largeur de bande.

Dans la suite de cet article, une telle onde, prise comme un tout et considérée comme porteuse possible pour une information, sera appelée porteuse *type 1*.

1.2. 2e cas

Examinons maintenant ce qui arrive dans un générateur classique d'onde porteuse radioélectrique, c'est-à-dire fondamentalement dans un amplificateur à réaction positive fonctionnant en auto-oscillateur.

Si les phénomènes de bruit n'existaient pas, la condition d'oscillation bien connue signifierait une « auto-sélection » de la fréquence de travail à une valeur ν_0 fixée par la condition que le gain complexe de boucle soit exactement égal à 1, c'est-à-dire que le gain de l'amplificateur à réaction soit infini, condition nécessaire pour qu'un signal apparaisse en sortie à niveau fini et non nul alors que le signal d'entrée est nul.

En général, il faut satisfaire deux conditions pour égaler à l'unité un gain complexe. L'auto-sélection de fréquence ne fournit que l'une d'elles. La seconde est en fait fournie par une auto-sélection d'amplitude qui, à condition que le gain à bas niveau de l'amplificateur soit légèrement supérieur à la valeur nécessaire à l'amorçage, se produit de la façon suivante : il existe nécessairement dans tout circuit réel, où la puissance disponible est limitée, des effets non linéaires de saturation ; ces phénomènes arrêtent le processus de croissance de l'onde engendrée lorsque le gain complexe de la boucle se trouve exactement ramené à l'unité.

Mais en vérité un amplificateur à réaction, même de gain convenable, risquerait fort de ne jamais entrer en oscillation s'il n'y avait ni source de bruit ni perturbation d'aucune sorte. Les conditions de gain de boucle ne concernent que le fonctionnement en régime permanent ; il faut un phénomène transitoire pour démarrer l'oscillation et atteindre ce régime. Or, dans un oscillateur réel, il y a toujours des sources de bruit présentes ; en outre, la mise en circuit de la source continue provoque toujours une perturbation. Le système ne manquera donc jamais de démarrer, puis d'atteindre le régime permanent, en principe asymptotiquement et, en pratique, après un processus d'établissement assez bref.

D'autre part, la résistance d'amortissement n'est exactement compensée par la résistance négative de réaction qu'à la fréquence ν_0 ; il y a donc toujours une bande passante résultante finie et non nulle, quoique généralement petite. Dans cette bande, en dehors de la fréquence exacte ν_0, il y a de très petits courants engendrés par les sources de bruit présentes, et constituant une puissance de bruit elle-même finie et non nulle. Ces courants, considérés comme des signaux d'entrée, sont soumis au gain de l'amplificateur à réaction, qui reste fini, le gain de boucle n'étant exactement 1 qu'à la fréquence ν_0, mais peut encore être très élevé à des fréquences suffisamment voisines.

Ce qui précède est simplement destiné à montrer qu'il n'y a pas d'étouffement total des composantes de bruit par l'onde principale, la situation étant :

	Fréquences	Niveau d'entrée	Gain de l'amplificateur à réaction	Niveau de sortie
Onde principale ..	$\nu = \nu_0$	0	∞	Fini
Composantes de bruit	$\nu \neq \nu_0$ mais $\# \nu_0$	Fini	Fini	Fini

Ainsi l'onde de sortie est composée du signal auto-engendré à ν_0 et des composantes de bruit. De même que dans le 1er cas, on peut la considérer comme la partie réelle d'un signal analytique constitué par une porteuse de fréquence ν_0 modulée en phase, et en outre modulée en amplitude par une certaine fonction enveloppe. La déviation de phase peut atteindre à la longue n'importe quelle valeur, la déviation de fréquence correspondante restant limitée par la bande étroite. Quant à la variation d'amplitude, elle est aussi limitée en bande, mais, contrairement au 1er cas, elle ne peut atteindre de grandes valeurs relatives, par suite de l'auto-sélection d'amplitude qui, aux fréquences voisines de ν_0, continue de se faire par saturation.

Cependant, cette variation d'amplitude n'a pas de raison d'être strictement nulle, car la fréquence instantanée dévie légèrement autour de ν_0, et à des fréquences ν un peu différentes le niveau auquel se fait l'auto-sélection d'amplitude n'est plus fixé rigoureusement par la même condition (gain complexe de boucle à ν_0 égal à 1).

Dans la suite de cet article, une telle onde, prise comme un tout et considérée comme porteuse possible pour une information, sera appelée porteuse *type 2*.

1.3. Comparaison des deux types de porteuses

La différence principale entre les porteuses type 1 et type 2, que nous avons prises pour modèles de ce que le radiotechnicien est enclin à appeler respectivement porteuse incohérente et porteuse cohérente, ne réside pas tant dans la *monochromaticité* ou la quasi-monochromaticité, car on peut obtenir des porteuses type 1 de spectre plus étroit par simple filtrage, que dans la *quasi-constance de l'amplitude*, qui n'apparaît que sur les porteuses type 2 par suite des effets non linéaires dans les oscillateurs.

Il y a d'ailleurs une transition progressive d'un type de porteuse à l'autre. Il y a aussi possibilité de passage d'un type à l'autre par des opérations assez simples, du moins en principe.

On peut passer d'une porteuse type 1 à une porteuse type 2 en utilisant simplement un amplificateur sélectif à forte limitation d'amplitude, si un tel amplificateur est réalisable aux fréquences concernées.

D'un autre côté, si l'on considère non pas une, mais un grand nombre de sources de porteuses type 2, de fréquences très voisines, mais sans corrélation entre elles, et combinant additivement leurs signaux de sortie, il est évident que l'effet de stabilisation en amplitude, propre à chaque source, va disparaître dans l'ensemble du fait de la non-corrélation, ce qui donnera finalement une porteuse type 1, bien que la puissance d'alimentation disponible pour chaque source élémentaire soit bien constante et limitée.

Nous sommes maintenant en mesure de préciser un peu mieux le problème posé initialement : il s'agit d'examiner le rôle de l'incohérence structurale d'une porteuse type 1 dans la génération du bruit affectant les signaux détectés.

Nous admettrons en outre de ne considérer que des porteuses type 1 pouvant être assimilées à des bruits gaussiens.

2. Détection d'une porteuse incohérente modulée en amplitude

Dans la première section de cette deuxième partie, nous examinerons comment s'opère la détection d'un signal modulant en amplitude une porteuse type 1, en l'absence de tout bruit de réception proprement dit (ou bruit additif présent à l'entrée du récepteur et indépendant du signal). Nous envisagerons diverses hypothèses concernant d'une part le rapport entre les bandes de la porteuse et du signal, d'autre part la dépendance ou l'indépendance de certains paramètres, par exemple de la puissance de la porteuse incohérente à l'égard de sa largeur de bande (avant modulation).

Dans une seconde section, nous examinerons les cas où la porteuse incohérente type 1 se trouve en présence d'un bruit additif à l'entrée du récepteur.

2.1. Détection en l'absence de bruit additif

Soit donc une porteuse type 1 constituée par une certaine puissance électromagnétique B de bruit gaussien uniformément distribuée dans une bande de fréquences s'étendant de $\frac{\omega}{2\pi}$ à $\frac{\omega+\Delta\omega}{2\pi}$, qui peut être appelée *bande d'incohérence*.

Si on la module en amplitude par un signal utile, il apparaîtra à la détection, même en l'absence de tout bruit additif en tête du récepteur, outre le signal, un certain bruit dû à l'interférence des composantes aléatoires de la porteuse. C'est ce dernier bruit que nous nommerons *bruit d'incohérence*.

Pour le calculer, il y a intérêt [1] à utiliser la représentation approximative classique du spectre de bruit gaussien par un grand nombre n de composantes discrètes, équidistantes en fréquence, de même puissance individuelle et de phases aléatoires. Pour faciliter le présent exposé, nous résumons le raisonnement déjà indiqué en [2].

On suppose les impédances normalisées à 1 Ω ; les puissances développées sont donc toujours égales aux carrés des courants ou des tensions efficaces. La porteuse peut être décrite par l'expression :

$$\sqrt{\frac{2B}{n}} \sum_{i=1}^{n} \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

avec :

$$\omega_i = \omega + \left(i - \frac{1}{2}\right)\frac{\Delta\omega}{n}.$$

La modulation en amplitude, disons plutôt en puissance, de cette porteuse par un signal $s(t)$ donne une onde modulée d'expression :

$$\sqrt{\frac{2B}{n}[1+s(t)]} \sum_{i=1}^{n} \sin(\omega_i t + \varphi_i) \qquad (1)$$

avec : $|s(t)| < 1.$

Les détecteurs de rayonnement auxquels on songe pour la démodulation d'une telle onde, fonctionnant par libération d'une quantité d'électricité pour une quantité d'énergie, sont à réponse quadratique. Un tel détecteur donnera donc, à partir de l'onde (1), un courant de la forme :

$$I = A\frac{2B}{n}[1+s(t)]\left[\sum_{i=1}^{n} \sin(\omega_i t + \varphi_i)\right]^2$$

$$= \frac{2AB}{n}[1+s(t)] \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} \sin(\omega_i t + \varphi_i)\sin(\omega_j t + \varphi_j)$$

$$= \frac{AB}{n}[1+s(t)] \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} \Big\{\cos[(\omega_j - \omega_i)t + \varphi_j - \varphi_i] - \cos[(\omega_j + \omega_i)t + \varphi_j + \varphi_i]\Big\}.$$

Supposons $\omega \gg \Delta\omega$ et négligeons les termes de fréquences élevées qui seront certainement éliminés par filtrage (volontaire ou naturel) après détection. On peut écrire :

$$I = \frac{AB}{n}[1+s(t)] \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} \cos\left(\frac{j-i}{n}\Delta\omega t + \varphi_j - \varphi_i\right)$$

La double sommation comprend :

— d'abord n termes égaux à 1, correspondant à $i = j = 1, 2, \ldots, n$;

— puis $2(n-1)$ termes de pulsation $\frac{\Delta\omega}{n}$, répartis en deux groupes symétriques de $n-1$ termes de phases incohérentes dans chaque groupe, mais égales deux à deux entre termes correspondants des deux groupes (la correspondance signifiant simplement l'interversion de i et de j) ;

— puis 2 $(n-2)$ termes de pulsation $\frac{2}{n}\Delta\omega$ répartis de façon similaire ;

. . . . . .

— puis 2 $(n-k)$ termes de pulsation $\frac{k}{n}\Delta\omega$ répartis de façon similaire ;

. . . . . .

— enfin 2 termes de pulsation $\frac{n-1}{n}\Delta\omega$ et de même phase.

n pouvant être choisi aussi grand qu'on le veut, on peut statistiquement admettre que les termes de phases incohérentes s'ajoutent quadratiquement, négligeant de ce point de vue l'irrégularité due aux quelques groupes de 2 $(n-k)$ termes de pulsation $\frac{k}{n}\Delta\omega$ pour lesquels $n-k$ est petit. Les termes de phases égales s'ajoutant linéairement, on peut écrire, en appelant $\psi_1, \ldots, \psi_{n-1}$ des déphasages résultants :

$$I \approx \frac{AB}{n}[1+s(t)]\left[n+2\sqrt{n-1}\cos\left(\frac{\Delta\omega}{n}t+\psi_1\right)+\ldots\right.$$
$$+2\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k}{n}\Delta\omega t+\psi_k\right)+\ldots$$
$$\left.+2\cos\left(\frac{n-1}{n}\Delta\omega t+\psi_{n-1}\right)\right]$$

ou :

$$I \approx AB[1+s(t)]\left[1+\frac{2}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi_k\right)\right] \quad (2)$$

Si on développe l'expression (2), on trouve que I comporte d'abord un terme constant AB, sans importance, puis un terme $AB\,s(t)$, qui n'est autre que le signal désiré, avec une puissance moyenne :

$$A^2B^2\overline{[s(t)]^2} \quad (3)$$

ou un courant efficace :

$$AB\sqrt{\overline{[s(t)]^2}}$$

Le développement de I comprend enfin un terme un peu plus compliqué qui exprime le bruit d'incohérence :

$$I_{bi} = [1+s(t)]\frac{2AB}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi_k\right) \quad (4)$$

Posons :

$$\mathcal{B}(t) = \frac{2AB}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi_k\right). \quad (5)$$

Il est facile de voir que $\mathcal{B}(t)$ représente une fonction de bruit à spectre « triangulaire » qui s'étend, dans la gamme des basses pulsations $\bar{\omega}$, de $\bar{\omega}=0$ à $\bar{\omega}=\Delta\omega$, et dont la densité de puissance spectrale est une fonction de $\bar{\omega}$ décroissant linéairement de $\frac{2A^2B^2}{\Delta\omega}$ pour $\bar{\omega}=0$ à 0 pour $\bar{\omega}=\Delta\omega$. Cette densité de puissance spectrale peut s'écrire, dans l'intervalle $0<\bar{\omega}<\Delta\omega$:

$$\beta(\bar{\omega}) = \frac{2A^2B^2}{\Delta\omega}\left(1-\frac{\bar{\omega}}{\Delta\omega}\right).$$

Evidemment, pour $\bar{\omega}>\Delta\omega$, on a :

$$\beta(\bar{\omega}) = 0.$$

Sans cesser d'admettre que $\omega \gg \Delta\omega$ (c'est-à-dire que les composantes d'ordre 2 dont la fréquence est somme de celles de deux composantes du spectre émis seront sûrement éliminées après la détection), nous allons maintenant supposer que le signal de modulation s'étend, en fréquences naturelles, de $\frac{p}{2\pi}$ à $\frac{p+\Delta p}{2\pi}$, et examiner les cas selon les valeurs relatives des bandes ou des fréquences.

2.1.1. *Cas où $\Delta\omega \gg p+\Delta p$*

Plaçons-nous d'abord dans le cas où la plus haute fréquence de modulation est très inférieure à la largeur de bande de la porteuse incohérente type 1. Ce cas est celui auquel on peut, de beaucoup, le plus s'attendre en communications sur faisceaux optiques incohérents.

Si le module du signal $|s(t)|$ reste nettement inférieur à 1, on peut négliger le facteur $1+s(t)$ dans l'expression (4) de I_{bi} et confondre I_{bi} avec $\mathcal{B}(t)$. Alors la puissance de bruit d'incohérence dans la bande de $\frac{p}{2\pi}$ à $\frac{p+\Delta p}{2\pi}$, qui seule importe et dans laquelle on a à peu près $1-\frac{\bar{\omega}}{\Delta\omega}=1$, est :

$$\int_p^{p+\Delta p}\beta(\bar{\omega})\,d\bar{\omega} \approx 2A^2B^2\frac{\Delta p}{\Delta\omega}.$$

La puissance moyenne de signal détecté ayant toujours la valeur (3), le rapport signal/bruit d'incohérence, en puissance, est :

$$\rho = \frac{\overline{[s(t)]^2}}{2}\frac{\Delta\omega}{\Delta p}.$$

On peut remarquer que ρ est indépendant du niveau de puissance arrivant à l'entrée du récepteur, ce qui n'est guère surprenant, puisqu'il s'agit d'un bruit d'origine inhérente à l'onde transmise.

Mais ce qu'il est plus important de noter, c'est que ρ est proportionnel à $\frac{\Delta\omega}{\Delta p}$. L'effet du bruit d'inco-

hérence est d'autant plus faible que la largeur de bande de la porteuse incohérente type 1 est plus grande par rapport à la fréquence supérieure de la modulation.

Ce résultat favorable est dû, au fond, au fait que le fonctionnement avec $p+\Delta p \ll \Delta\omega$ nous permet de ne tenir compte que d'une petite partie de la puissance de bruit d'incohérence engendrée dans la détection.

On comprend que les techniciens du cinéma parlant n'aient jamais rencontré de difficultés dues au bruit d'incohérence dans la lecture de son par cellule photoélectrique.

Si $|s(t)|$ n'est plus négligeable par rapport à 1, il faut de plus en plus tenir compte du facteur $1+s(t)$ dans l'expression (4) de I_{bi}, ce qui aura notamment pour effet de réduire le bruit d'incohérence aux instants où $s(t)$ avoisinera -1. Si, pendant un certain laps de temps, le signal $s(t)$ vaut $+1$ ou -1, ce facteur vaudra respectivement 2 ou 0; si ces deux valeurs de $s(t)$ sont les seules utilisées, donc les seules à distinguer après détection, il est clair que le bruit d'incohérence, s'ajoutant au signal seulement lorsque la puissance transmise n'est pas nulle, ne nuira pas à la sélection des valeurs de $s(t)$.

Autrement dit, le bruit d'incohérence a un caractère *multiplicatif*, et, aux grandes profondeurs de modulation, cette considération l'emporte sur celle de sa puissance moyenne à long terme. Par exemple, le bruit d'incohérence n'amènera pas d'ambiguïté supplémentaire dans la détection d'impulsions modulant en amplitude, par « tout ou rien », la porteuse type 1 initiale.

2.1.2. *Cas où $\Delta\omega \gg \Delta p$, p n'étant pas très petit, mais quelconque par rapport à $\Delta\omega$*

Dans ce cas, la composition de la formule (4) montre que, parmi les composantes du bruit d'incohérence, c'est-à-dire de $\mathcal{B}(t)$ et de $s(t)\,\mathcal{B}(t)$, seule la petite portion qui se trouve à l'intérieur de la bande du signal est à prendre en compte, en sorte qu'on pourra encore avoir un rapport signal/bruit élevé; on le calculera facilement selon les hypothèses relatives aux positions respectives de p, $p+\Delta p$ et $\Delta\omega$ dans le spectre.

On peut toujours, en outre, tenir compte du caractère multiplicatif du bruit d'incohérence pour exploiter une modulation par impulsions.

2.1.3. *Cas où Δp est de l'ordre de $\Delta\omega$ ou plus grand*

Dans ce cas, et à part la possibilité de fonctionnement par impulsions, qui subsiste toujours, on trouvera un rapport signal/bruit d'incohérence peu favorable après la détection, car le signal $s(t)$ et au moins le signal parasite $s(t)\,\mathcal{B}(t)$ s'entremêlent certainement, puisque le spectre de $\mathcal{B}(t)$ commence aux plus basses fréquences.

Il y a cependant un cas particulier où, en principe, une correction après détection peut éliminer le bruit d'incohérence: c'est celui où, par suite des positions respectives des fréquences, $\mathcal{B}(t)$ est obtenu à l'état pur, c'est-à-dire spectralement séparé, à la partie inférieure du spectre après détection. Pour cela, il faut et il suffit évidemment que:

$$p-\Delta\omega > \Delta\omega \quad \text{ou} \quad p > 2\Delta\omega$$

Alors les composantes supérieures du spectre de $\mathcal{B}(t)$ peuvent être séparées par filtrage des composantes inférieures du spectre de $s(t)\,\mathcal{B}(t)$.

Pour récupérer $s(t)$ sans bruit d'incohérence, il suffit en principe d'isoler $\mathcal{B}(t)$ par filtrage après détection, puis d'utiliser ce signal pour contre-moduler, par un système à commande de gain, la partie supérieure du spectre détecté $s(t)\,[AB+\mathcal{B}(t)]$.

Cependant une telle opération peut être plus difficile en pratique qu'en théorie.

Il n'y a pas de cas où $s(t)$ puisse être obtenu directement en spectre séparé à la sortie du détecteur, car de toute façon $\mathcal{B}(t)$, qui module $s(t)$ dans le produit de détection, a des composantes à partir de la fréquence 0.

2.1.4. *Influence de la dépendance de la puissance porteuse à l'égard de la largeur de bande $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$.*

Dans la présente section (détection en l'absence de bruit additif), cette influence est nulle, puisque le seul paramètre influent concernant la porteuse type 1 est la bande $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$.

2.2. Détection en présence de bruit additif

Considérons de nouveau la porteuse type 1 modulée, d'expression (1), mais, cette fois-ci, en présence d'une certaine puissance N de bruit thermique gaussien additif, uniformément distribuée dans la même bande de fréquences que la porteuse type 1 modulée.

Nous supposons toujours que la bande de fréquences naturelles du signal $s(t)$ s'étend de

$$\frac{p}{2\pi} \text{ à } \frac{p+\Delta p}{2\pi}.$$

Nous nous limiterons ici aux cas où $\Delta\omega \gg p+\Delta p$ et où $p > 2\Delta\omega$.

2.2.1. *Cas où $\Delta\omega \gg p+\Delta p$*

On peut négliger le fait que le spectre de la porteuse modulée s'étend sur une largeur de bande $\frac{\Delta\omega}{2\pi}+\frac{p+\Delta p}{\pi}$ et non pas seulement $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$, c'est-à-dire confondre la bande du bruit N avec celle de la porteuse type 1 non modulée par le signal.

L'onde totale présente (ou ramenée) à l'entrée du

récepteur peut être décrite par l'expression :

$$\sqrt{\frac{2B}{n}[1+s(t)]}\sum_{i=1}^{n}\sin(\omega_i t+\varphi_i)+\sqrt{\frac{2N}{n}}\sum_{i=1}^{n}\sin(\omega_i t+\chi_i)$$

avec : $|s(t)|<1$.

On ne nuit pas à la généralité en représentant le bruit additif par un même nombre de composantes de mêmes fréquences que celles de la porteuse type 1 avant modulation, pourvu que leurs relations de phase deux à deux soient quelconques, c'est-à-dire que les χ_i soient indépendants des φ_i.

Le courant à la sortie du détecteur sera de la forme :

$$I=A\left[\sqrt{\frac{2B}{n}[1+s(t)]}\sum_{i=1}^{n}\sin(\omega_i t+\varphi_i)+\sqrt{\frac{2N}{n}}\sum_{i=1}^{n}\sin(\omega_i t+\chi_i)\right]^2$$

ou, en négligeant les composantes à fréquences sommes facilement éliminées par filtrage du fait que $\omega \gg \Delta\omega$:

$$I=\frac{AB}{n}[1+s(t)]\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\cos\left(\frac{j-i}{n}\Delta\omega t+\varphi_j-\varphi_i\right)+\frac{2A}{n}\sqrt{BN[1+s(t)]}\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\cos\left(\frac{j-i}{n}\Delta\omega t+\chi_j-\varphi_i\right)+\frac{AN}{n}\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\cos\left(\frac{j-i}{n}\Delta\omega t+\chi_j-\chi_i\right).$$

Des calculs semblables à celui de la première section peuvent être faits sur les doubles sommations correspondant aux termes carrés. Pour celle qui correspond au terme rectangle, il faut remarquer, par rapport à ce calcul, les différences suivantes :

— les n termes égaux à 1, correspondant à $i=j=1, 2, 3, \ldots, n$, sont remplacés par n termes de forme $\cos(\chi_i-\varphi_i)$ dont les valeurs totalisées quadratiquement, donnent une somme $\sqrt{n}$, d'ailleurs négligeable comme terme unique en raison du dénominateur n ;

— les $2(n-k)$ termes de pulsation $\frac{k}{n}\Delta\omega$, quel que soit k de 1 à $n-1$, sont toujours répartis en deux groupes d'allure symétrique, mais de phases entièrement incohérentes, même deux à deux entre termes correspondants des deux groupes, car $\chi_j-\varphi_i \neq \chi_i-\varphi_j$; ils s'ajoutent tous quadratiquement.

On peut donc écrire :

$$I=AB[1+s(t)]\left[1+\frac{2}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi_k\right)\right]+A\sqrt{2BN[1+s(t)]}\left[\frac{2}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi'_k\right)\right]+AN\left[1+\frac{2}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi''_k\right)\right]$$

ou :

$$I=[1+s(t)]\,[AB+\mathcal{B}(t)]+\sqrt{2\frac{N}{B}[1+s(t)]}\,\mathcal{B}'(t)+\frac{N}{B}[AB+\mathcal{B}''(t)] \qquad (6)$$

$\mathcal{B}'(t)$ et $\mathcal{B}''(t)$ représentent des spectres de bruit triangulaire de même structure et de même puissance que $\mathcal{B}(t)$, mais incohérents entre eux et avec lui.

Si $|s(t)| \ll 1$, on peut dire qu'à part les termes continus, sans importance, I comporte :

— un terme signal $AB\,s(t)$

— un bruit

$$\mathcal{B}(t)+\sqrt{2\frac{N}{B}}\mathcal{B}'(t)+\frac{N}{B}\mathcal{B}''(t)$$

La puissance moyenne de signal est :

$$A^2B^2\overline{[s(t)]^2}$$

La puissance de bruit est :

$$2A^2B^2\left(1+2\frac{N}{B}+\frac{N^2}{B^2}\right)\frac{\Delta p}{\Delta\omega}=2A^2(B+N)^2\frac{\Delta p}{\Delta\omega}.$$

Le rapport signal/bruit en puissance est :

$$\rho=\frac{\overline{[s(t)]^2}}{2}\,\frac{1}{\left(1+\frac{N}{B}\right)^2}\,\frac{\Delta\omega}{\Delta p}. \qquad (7)$$

Si $|s(t)|$ n'est plus négligeable par rapport à 1, il faut évidemment tenir compte du caractère multiplicatif des deux termes de bruit en $\mathcal{B}(t)$ et en $\mathcal{B}'(t)$. En impulsions « tout ou rien » notamment, pendant les temps où la puissance émise est nulle, seul le terme :

$$\frac{N}{B}\mathcal{B}''(t)=\frac{2AN}{n}\sum_{k=1}^{n-1}\sqrt{n-k}\cos\left(\frac{k\Delta\omega}{n}t+\psi''_k\right)$$

qui donne dans la bande du signal détecté une puissance de bruit $2A^2N^2\frac{\Delta p}{\Delta\omega}$, interviendra pour gêner la reconnaissance de l'absence de puissance porteuse.

Limitons-nous à l'hypothèse $|s(t)| \ll 1$ pour examiner l'*influence de la dépendance de la puissance*

porteuse B à l'égard de la largeur de bande $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$ dans deux cas typiques :

1er cas : B est donné et on peut, en modifiant le régime de la source de porteuse, faire varier $\Delta\omega$ qui reste néanmoins grand devant $p+\Delta p$; N, naturellement, est supposé proportionnel à $\Delta\omega$: $N=\mathcal{N}\Delta\omega$.

Alors la formule (7) peut s'écrire :

$$\rho = \frac{\overline{[s(t)]^2}}{2} \frac{1}{\left(1+\frac{\mathcal{N}}{B}\Delta\omega\right)^2} \frac{\Delta\omega}{\Delta p}$$

ρ est optimal pour :

$$\left(1+\frac{\mathcal{N}}{B}\Delta\omega\right)^2 - 2\left(1+\frac{\mathcal{N}}{B}\Delta\omega\right)\frac{\mathcal{N}}{B}\Delta\omega = 0$$

ou :

$$\Delta\omega = \frac{B}{\mathcal{N}}.$$

Il y a donc intérêt à choisir (ou « adapter ») $\Delta\omega$ de telle façon que $N=B$; ce choix donne un rapport signal/bruit :

$$\rho = \frac{\overline{[s(t)]^2}}{8} \frac{\Delta\omega}{\Delta p}$$

On voit que :

$$\rho = \frac{\overline{[s(t)]^2}}{8} \frac{B}{\mathcal{N}\Delta p}.$$

Mais si la puissance porteuse avait été concentrée sur une seule onde cohérente type 2 à une seule fréquence, le rapport signal/bruit aurait été, après détection, $\frac{\overline{[s(t)]^2}}{2} \frac{B}{\mathcal{N}\Delta p}$. L'emploi d'une porteuse incohérente de même puissance, dans les meilleures conditions d'étalement de son spectre, détériore donc ρ de 6 dB.

2e cas : B est obtenu par filtrage, et l'on a à la fois : $B=\mathcal{W}\Delta\omega$ et $N=\mathcal{N}\Delta\omega$, $\mathcal{W}$ et $\mathcal{N}$ étant imposés.

Il y a intérêt à choisir $\Delta\omega$ aussi grand que possible.

2.2.2. *Cas où* $p>2\Delta\omega$

Nous laisserons de côté les calculs propres à ce cas, un peu plus fastidieux et moins directement significatifs.

Cependant, on voit sans peine, à la lumière des calculs précédents, que la modulation de la porteuse type 1 par le signal n'affecte pas le spectre de porteuse limité à la bande de $\frac{\omega}{2\pi}$ à $\frac{\omega+\Delta\omega}{2\pi}$. On peut donc obtenir après filtrage et détection, dans la partie basse du spectre, entre 0 et $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$, un courant qui peut être représenté par la formule (6) avec $s(t)=0$, c'est-à-dire, en supprimant les composantes continues, par l'expression :

$$\mathcal{B}(t) + \sqrt{2\frac{N}{B}}\mathcal{B}'(t) + \frac{N}{B}\mathcal{B}''(t).$$

Dans la mesure où N est faible relativement à B, ce courant peut être employé pour corriger le signal détecté comme dans la 1re section. Si N n'est pas faible devant B, la correction ainsi obtenue devient moins efficace, car elle comporte une modulation par les termes en $\mathcal{B}'(t)$ et en $\mathcal{B}''(t)$ qui introduisent un effet multiplicatif néfaste, en même temps que les bruits propres aux bandes latérales :

$$\left(\frac{\omega}{2\pi}-\frac{p+\Delta p}{2\pi}, \frac{\omega}{2\pi}-\frac{p}{2\pi}\right) \text{ et } \left(\frac{\omega}{2\pi}+\frac{p}{2\pi}, \frac{\omega}{2\pi}+\frac{p+\Delta p}{2\pi}\right)$$

polluent la détection du signal. Le cas devient un peu trop sophistiqué pour valoir la peine d'un examen approfondi.

Si l'on opère par impulsions « tout ou rien » (à cadence relativement très rapide puisque $p>2\Delta\omega$), on se rapproche beaucoup des conditions de détection d'une porteuse cohérente modulée de même façon, en présence de bruit additif.

3. Conclusion

Cet examen montre d'une façon générale que l'emploi d'une porteuse incohérente en modulation d'amplitude peut être envisagé en principe dans de nombreux cas pour la transmission d'information, notamment sur faisceaux optiques.

L'effet du bruit d'incohérence est particulièrement peu sévère lorsque la largeur de bande du signal modulateur est bien plus faible que celle du spectre de la porteuse incohérente avant modulation (largeur de bande d'incohérence).

D'ailleurs, le bruit d'incohérence présente un caractère multiplicatif qui le rend inoffensif dans les transmissions en modulation d'amplitude par impulsions « tout ou rien ».

Le rejet de l'information à transmettre vers une bande commençant à une fréquence supérieure au double de la largeur de bande d'incohérence (par modulation d'une sous-porteuse, par exemple), peut en outre permettre, au moins théoriquement, une correction éliminant le bruit d'incohérence, et, pratiquement, au moins une amélioration de la situation.

Enfin, en présence de bruit additif, et selon la loi qui détermine la puissance de la porteuse incohérente, il peut y avoir intérêt soit à un choix optimal ou adaptation de la largeur de bande d'incohérence, soit à l'utilisation d'une bande d'incohérence aussi large que possible.

Remerciements

L'auteur remercie la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SCHWARTZ M. — Information transmission, modulation, and noise, McGraw-Hill, New York, pp. 294-295.

[2] DUCOT C. — Détection d'un signal véhiculé par une porteuse incohérente, l'*Onde Electrique*, N° 433, avril 1963, pp. 452-455.

ADDENDUM

à l'article de MM. H. MARTINOT et J. BAUDET intitulé « Générateur d'ondes sinusoïdales de périodes très longues destiné à l'étude des matériaux électriques ».

Paru dans l'Onde Electrique d'octobre 1964, pages 1064 à 1069

A la suite d'une demande de rectification émanant du Laboratoire de Recherches PHILIPS à Eindhoven, les auteurs nous prient de préciser :

1° que le titre de l'article de MM. KLEIN et DEN HERTOG cité en référence bibliographique et paru dans le n° de juin 1959 d'Electronic Engineering 31, p. 320-325, est « A sine wave generator with periods of hours » ;

2° qu'ils ont emprunté à cet article le principe de base de la cellule-pilote du générateur d'ondes sinusoïdales décrit.

dont acte

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. en 10^{-10} ($-74 \cdot 10^{-10}$)

Valeurs journalières moyennes
pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h. T.U.

Novembre 1964	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NBA 24 kHz
1	— 148,1	— 147,8	— 147,9
2	— 147,4	— 147,5	— 146,8
3	— 147,3	— 147,8	— 147,1
4	— 149,1	— 146,4	— 147,3
5	— 148,6	— 147,3	—
6	— 149,6	— 147,8	—
7	— 146,4	— 148,1	—
8	— 147,8	— 147,3	— 148,2
9	— 147,5	— 147,4	— 147,9
10	— 147,9	— 148,1	— 147,4
11	—	—	—
12	— 148,7	— 148,5	—
13	—	—	—
14	— 148,2	— 148,0	— 147,4
15	— 148,2	— 147,1	— 147,2
16	— 148,4	— 147,7	— 148,1
17	— 148,7	— 147,1	—
18	— 148,6	— 147,4	—
19	— 148,3	— 146,9	—
20	— 148,5	— 147,3	— 147,1
21	— 147,4	— 147,0	— 147,4
22	— 148,7	— 147,1	—
23	—	— 146,5	—
24	— 147,9	— 147,7	— 147,7
25	— 149,4	— 147,1	— 147,3
26	— 147,6	—	—
27	— 146,8	—	—
28	— 146,1	—	— 147,4
29	— 146,0	— 147,4	— 147,9
30	— 146,0	— 146,9	— 148,2

Depuis plusieurs années, le Département Fréquences du C.N.E.T. enregistre en permanence à Bagneux la phase des émetteurs de Rugby GBR 16 kHz et Panama NBA 18 kHz par rapport à ses propres étalons ; ceux-ci sont comparés automatiquement deux fois par jour à l'Atomichron n° 107 (1). Le tableau ci-dessus indique pour le mois de novembre 1964, les valeurs moyennes (en 10^{-10}) de la fréquence de GBR et NBA par rapport à l'Atomichron, fournies par les différences de phase à 24 heures d'intervalle.

Depuis septembre 1960 ces intervalles ont été unifiés de 15 h à 15 h T.U. suivant la résolution adoptée à Londres par l'U.R.S.I.

Cette publication est poursuivie dans chaque numéro de l'Onde Electrique. Rappelons que des tableaux identiques sont publiés par nos confrères Electronic Technology pour les mesures effectuées à Teddington par le National Physical Laboratory, et par Canadian Journal of Research pour les mesures effectuées à Ottawa par le Canadian Research Council ; enfin les Proceedings of the Institute of Radio Engineers publient tous les mois les valeurs de la fréquence de WWV et WWVH mesurées par le National Bureau of Standards.

— Le signe moins indique que la fréquence mesurée est inférieure à la fréquence nominale.

— Une correction de $-74 \cdot 10^{-10}$ est appliquée à la fréquence de l'Atomichron pour ramener la mesure à la fréquence de référence du césium 9 192 631 770 Hz, correspondant au champ magnétique nul. Cette correction tient compte du rapport de division de fréquence de l'Atomichron, égal à 9 192 631 840, et l'on admet que le champ magnétique réel augmente la fréquence de l'Atomichron de 2 Hz.

Nota. On peut rappeler que l'écart moyen de -150.10^{-10} adopté pour l'année 1960 par les émetteurs pour le réglage de leur fréquence, résulte de recommandations de l'Avis n° 319 du C.C.I.R. Celles-ci ont pour but d'amener les signaux horaires des émissions de fréquences étalon à suivre approximativement le Temps Universel T.U.2, bien que la fréquence soit exprimée par rapport à la seconde du Temps des Ephémérides. La valeur de l'écart indiqué pour l'année 1961 par le Bureau International de l'Heure conformément à la Résolution n° 1 de l'U.R.S.I. 1960, a été maintenue à -150.10^{-10}.

(1) Cf A. GABRY, Appareil de mesure automatique pour la comparaison de fréquences étalon. *L'Onde Electrique*, octobre 1960, p. 782.

LE CENTRE D'ÉTUDES ET RECHERCHES DE BOEBLINGEN ET L'ORDINATEUR IBM 360 MODÈLE 20

Le Laboratoire allemand de Boeblingen fait partie du réseau des vingt laboratoires mondiaux d'IBM ; six d'entre eux sont implantés en Europe : cinq s'occupent de l'étude et de la mise au point des matériels, ils sont en Allemagne, France, Suède, Angleterre et Hollande, le sixième, celui de Suisse, fait de la recherche pure.

Le Centre de Boeblingen fut créé en 1959 pour répondre aux propres besoins du marché national allemand, puis il a été intégré dans le cadre européen de la recherche IBM. ; il a pour mission principale la conception et la mise au point des petits et moyens ordinateurs.

Près de cinq cents ingénieurs et techniciens se répartissent les tâches variées de ce Centre d'Etudes.

Autour de l'objectif principal, on distingue les activités ci-après :

— *La conception proprement dite des petits et moyens ordinateurs* et leur réalisation mécanique et électromécanique.

— *La recherche de composants électroniques nouveaux.*

— *L'élaboration des techniques de programmation.*

L'ordinateur IBM 360, modèle 20, a été étudié à Boeblingen et réalisé à l'aide des composants électroniques micromodules de l'Usine de Corbeil-Essones.

Trois machines de base composent ce modèle 20 :

— **Une unité de traitement douée de logique et de mémoire** qui prend les décisions logiques (9 000 à la seconde), commande les unités d'entrée et de sortie et effectue les calculs (1 500 à 3 000 additions à la seconde, par exemple), suivant le programme préalablement enregistré dans sa mémoire (4 000, 8 000 ou 16 000 positions). L'unité centrale est équipée de micromodules dont le temps de réponse est de l'ordre de 5 nanosecondes.

— **Un lecteur-perforateur de cartes à fonctions multiples.** Introduites dans l'un ou l'autre des deux magasins d'alimentation, les cartes sont lues, sous le contrôle du programme enregistré, à la vitesse de 500 cartes par minute, perforées à la vitesse de 160 colonnes par seconde, puis acheminées vers l'une des 5 cases de réception. En un seul passage, une carte peut être lue, perforée et recevoir l'impression de 6 lignes de texte en provenance directe de la mémoire.

— **Une imprimante à vitesse variable** 2203, fonctionnant elle aussi sous la conduite du programme enregistré, comporte un système d'impression permettant de faire varier le nombre des caractères utilisés et de modifier une vitesse d'impression pouvant atteindre 425 lignes alphanumériques ou 750 lignes numériques à la minute. Chaque ligne imprimée comporte au maximum 120 ou 144 signes. Un double dispositif d'entraînement du papier permet l'impression simultanée de deux états.

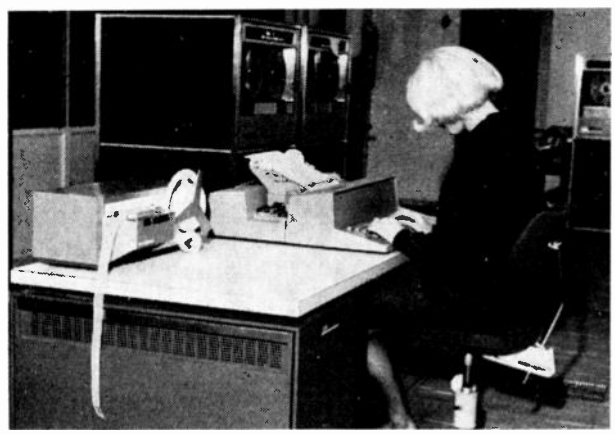
Ordinateur 360, modèle 20, à cartes perforées.

— **Un système de programmation simple et économique** assure une grande sécurité d'exploitation. Certains programmes pré-établis permettent, par exemple, d'utiliser directement les possibilités de l'ordinateur, le rôle de l'utilisateur se bornant à fournir des indications générales : zones de cartes à perforer, type de calculs à effectuer, etc.

A cette configuration simple de trois machines essentielles, on peut adjoindre, d'autres unités d'entrée et de sortie des informations : lecteur de cartes, perforateur de cartes, lecteurs-perforateurs capables de lire 1 000 cartes ou d'en perforer 500 à la minute, imprimantes également assurant une « sortie » de 600 lignes alphanumériques en une minute. Enfin, un adaptateur de transmission permet de relier par ligne téléphonique le modèle 20 à l'un des autres modèles d'ordinateur 360 installé en un lieu éloigné du premier. La liaison entre l'ordinateur et la ligne téléphonique est directe et les communications sont engendrées sous la conduite d'un programme de contrôle de l'unité de traitement.

UN LECTEUR DE BANDE FACIT ÉQUIPE UN ORDINATEUR IBM

Une installation de traitement de données d'une entreprise suédoise est la première à réaliser, sur le plan pratique, la combinaison d'un lecteur de bandes Facit PE 1 000 et d'un ordinateur IBM-1401, par l'intermédiaire d'un adaptateur spécial, mis au point par IBM.



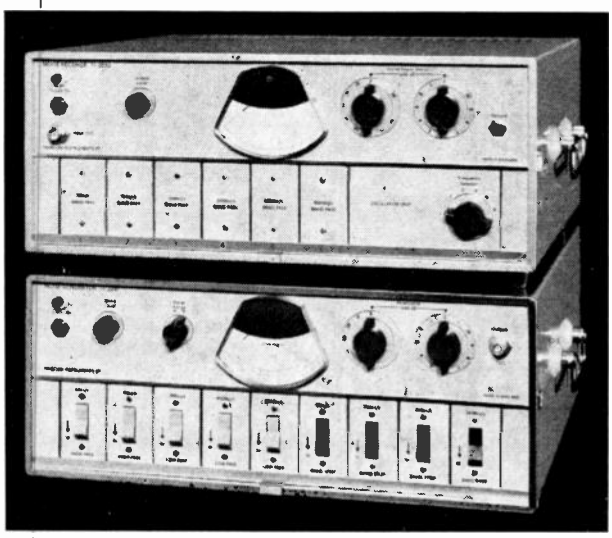
Calculateur IBM 1 401, équipé d'un lecteur de bandes Facit PE 1 000.

Cette solution permet à l'équipement IBM d'utiliser des bandes perforées, dont la vitesse de lecture va jusqu'à 1000 signes/seconde. D'autre part, les données enregistrées n'ont désormais ainsi plus besoin d'être reportées sur cartes mécanographiques pour pouvoir être traitées par l'ordinateur. L'installation de traitement de données est ainsi en mesure de se charger également de travaux pour le compte de clients « extérieurs ».

NOUVEL APPAREIL DE CONTROLE A BRUIT BLANC

La Société Marconi Instruments Limited de St-Albans, Angleterre, présente un nouvel Appareil de Contrôle à Bruit Blanc complètement transistorisé, le modèle OA 2090. Il est prévu pour la vérification de liaisons à voies multiples, hertziennes ou câblées, conformes aux normes du C.C.I.R. et pouvant avoir jusqu'à 2 700 canaux. Cet appareil se compose de deux coffrets et est considérablement plus petit et plus léger que ses prédécesseurs.

Dans tout système à voies multiples, il est essentiel que l'intermodulation, c'est-à-dire le brouillage dans une voie dû au trafic dans une autre, soit maintenu au plus bas niveau possible. Cette diaphonie est causée surtout par la distorsion non linéaire et par la distorsion de phase, et elle se manifeste sous forme d'interférence qui ressemble à du bruit blanc. On peut donc mesurer cette diaphonie comme un rapport de niveaux de bruit.



Nouvel appareil de contrôle à bruit blanc, de Marconi, modèle OA 2090.

L'appareil de contrôle Marconi fonctionne de la façon suivante : on applique à l'entrée de l'appareillage à voies multiples un bruit blanc dont le niveau et la largeur de bande représentent très exactement les conditions d'exploitation d'une installation téléphonique. Un filtre bouchon avec une bande d'arrêt étroite est interposé entre le générateur de bruit blanc et l'appareillage, ce qui réduit le bruit dans l'une des voies à son faible niveau normal. Un récepteur accordé sur cette voie mesure alors le rapport du bruit de diaphonie provenant de toutes les autres voies, au bruit normal de la voie en question.

L'appareil générateur de bruit fonctionne à l'aide d'une diode spéciale à semiconducteurs. Il possède neuf ensembles filtrants à commutation rapide comprenant aussi bien des filtres à élimination de voie que des filtres délimitant la largeur de bande totale. Tous les filtres sont en amont du contrôle de puissance. La commutation s'effectue à l'aide de clés identifiées par un code de couleurs. On voit donc que les limites de la bande de bruit, de même que la position de l'encoche, sont choisies simplement en poussant des clés. D'autre part, le niveau de puissance est contrôlé en permanence. La charge sur l'appareil peut être réglée à la sortie par un atténuateur.

Le récepteur permet la sélection immédiate de l'une de six fréquences préréglées. Il accepte des ensembles filtrants interchangeables qui correspondent aux filtres d'élimination de bande du générateur. Un atténuateur à l'entrée du récepteur est calibré de telle façon que le rapport de puissance de bruit cherché est lu directement en décibels.

Chacun des deux coffrets composant l'appareil mesure 19 cm × 47 cm × 43,5 cm et pèse 11,8 kg. Il existe également un modèle pour montage sur rack.

ÉQUIPEMENTS DE MESURE ET DE CONTROLE AUTOMATIQUES DES SEMICONDUCTEURS

A la fin du mois de décembre 1964 les Etablissements RADIOPHON, 148 av. de Malakoff, à Paris, ont invité quelques représentants de la presse technique à voir en fonctionnement à l'usine IBM de Corbeil un nouvel équipement de mesure et de contrôle automatiques des semiconducteurs construit par FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INSTRUMENTATION, que représente RADIOPHON.

Le Tester 500 de la F.S.I. est un appareil à multiparamètres qui permet de faire seize tests par séquence. Ses principales applications pour le contrôle des semiconducteurs se trouvent dans les domaines suivants :

— l'étude de la fiabilité,

— le contrôle final de production,

— l'homologation et les spécifications,

— la recette en usine,

— le contrôle de qualité.

Les appareils de la série 500 de F.S.I. sont facilement programmés sur le panneau avant. L'appareil peut instantanément changer de programme et de conditions de mesures ; chaque tiroir de programme peut indifféremment faire les mesures des paramètres suivants : h_{FE}, V_{Sat}, BV, I_L, V_F, V_R, I_R, qui correspondent aux possibilités de mesures de tous les équipements de base de la série 500. Chaque tiroir-module de programme correspond à un registre de dix chiffres commutables. Quarante unités d'information sont possibles pour programmer chaque test.

Les tests réalisés par cet équipement peuvent se diviser en deux catégories : tests à impulsions courtes (350 µs) et tests à impulsions longues (45 ms) :

— L'impulsion longue a une répétition de 20 par seconde avec un facteur de forme de 80 %, elle ne s'utilise que pour les courants faibles pour que le facteur de forme n'ait aucune incidence dans l'élévation de température de la jonction.

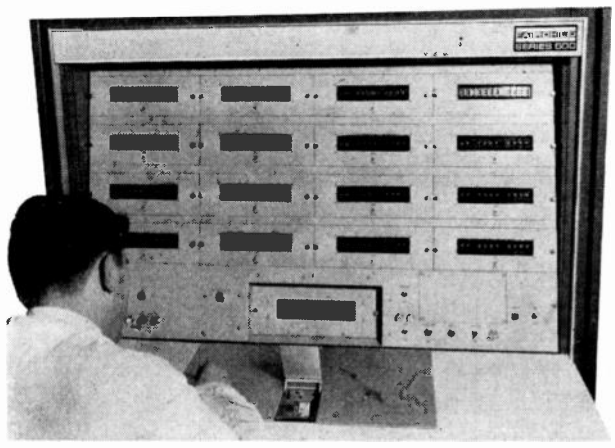
— L'impulsion courte a une largeur standard d'impulsions de 350 µs à la fréquence de 30 par seconde. La mesure se fait dans les dernières 50 µs, le facteur de forme est de 1,75 % assurant aux composants toute la sécurité et un minimum d'échauffement de la jonction.

Les essais des semiconducteurs en courant découpé, en évitant un échauffement de la jonction. assure des mesures plus significatives et une parfaite fidélité.

L'affichage sur la série 500 peut se faire :

1) en valeur numérique, et il apparaît alors dans la fenêtre de lecture l'indication du paramètre mesuré, de l'unité choisie et la valeur en chiffres.

2) en décision automatique « go/no go » donnée par des lampes verte et rouge.



Le Tester 500 de Fairchild Semiconductor Instrumentation, en service à l'usine IBM de Corbeil.

Toutes les sécurités ont été prévues pour éviter d'endommager le composant en essai : erreurs provenant soit des conditions de mesures mal programmées ou du semiconducteur mal placé sur son support.

Il y a six fils à partir du support du semiconducteur : trois pour les tensions, trois pour les courants.

Un grand nombre d'accessoires optionnels sont prévus pour être connectés avec l'ensemble de base tels que des convertisseurs de données qui permettent la collecte des résultats et l'attaque de machines à écrire, imprimantes ou enregistreuses.

COMMUNIQUÉS

FACULTÉ DES SCIENCES

1° Physique de l'Atmosphère

Le cours de M. le Professeur DELLOUE aura lieu les mardis et vendredis à 9 heures, salle des Conférences de Physiques, 1, rue Victor-Cousin. Il traitera de la propagation des ondes longues et très longues (guide d'onde terre-ionosphère, mode, sifflement, résonances de la cavité terre-ionosphère) et des applications géophysiques.

2° Radiométéorologie

Une série de treize conférences aura lieu dans la même salle, les mardis et vendredis, mais à 10 h 30.

M. E. VASSY, Professeur :
Introduction historique.

M. F. DU CASTEL, Ingénieur en Chef des Télécommunications au CNET :
Généralités sur le rôle de la terre et de l'atmosphère en propagation troposphérique.
Les bruits en radiométéorologie, température d'antennes.
Techniques d'enregistrement et de dépouillement en propagation troposphérique.
Données expérimentales sur la propagation troposphérique et les influences météorologiques.

M. P. MISME, Ingénieur de la Météorologie au CNET :
L'indice de réfraction, mesure et radioclimatologie.
Modèles d'atmosphère utilisés par les radioélectriciens : feuilletage et turbulence.
La réfraction et les gradients équivalents.
Recherche des paramètres radiométéorologiques utilisables en propagation.

M. J. VOGE, Ingénieur des Télécommunications au CNET :
Le guidage atmosphérique.
Théorie des réflexions partielles d'une onde électromagnétique dans l'atmosphère.
Les théories de la diffusion d'une onde électromagnétique dans l'atmosphère.
Extension des théories précédentes à l'ionosphère, la magnétosphère et l'exosphère.

Les premiers cours et conférence auront lieu le vendredi 19 février 1965.

CONGRÈS et EXPOSITIONS

DEUXIÈME CONGRÈS DE FORATOM

Le Forum Atomique Européen (FORATOM) regroupe les Associations analogues à l'A.T.E.N. dans quatorze pays d'Europe : Autriche, Belgique, Danemark, Espagne, Finlande, France, Grande-Bretagne, Italie, Luxembourg, Norvège, Pays-Bas, Portugal, République Fédérale d'Allemagne, Suisse.

Les Associations de tous ces pays participeront du 29 septembre au 1er octobre 1965 au deuxième Congrès de FORATOM, qui se déroulera à Francfort/Main, R.F.A., salle du Palmengarten, Siesmayerstrasse 61.

Le thème de cette manifestation sera : « Energie Nucléaire en Europe — de la matière première à la distribution dans les réseaux interconnectés ».

Quatre sessions de travail étudieront les questions suivantes :

I. Combustibles nucléaires.

II. Centrales nucléaires.

III. Emploi de l'énergie atomique dans les réseaux interconnectés.

IV. Conclusions pour l'utilisation future des centrales nucléaires en Europe.

Toutes les demandes de renseignements sur le Deuxième Congrès de FORATOM peuvent être adressées à : FORATOM, 26, rue de Clichy, Paris-9e.

CONFÉRENCE INTERNATIONALE SUR LA GÉNÉRATION DE PUISSANCE ÉLECTRIQUE PAR VOIE THERMOIONIQUE

Londres 20-24 septembre 1965

Sous les auspices de l'OECD European Nuclear Energy Agency, une conférence internationale sur la génération de puissance électrique par voie thermoionique est organisée par l'Institution of Electrical Engineers. Cette conférence, qui est la première manifestation internationale tenue en Europe sur ce sujet, aura lieu à l'IEE, Savoy Place, à Londres, durant la semaine du 20 au 24 septembre 1965.

L'objet de cette conférence est de faire le point des recherches actuelles sur les procédés de conversion thermoionique directe de l'énergie en électricité et de rassembler toutes les informations sur cette technique nouvelle et, en particulier, les applications nucléaires et spatiales.

Les personnes qui désireraient apporter leur contribution à cette Conférence, dans le cadre de son programme, sont priées d'envoyer un bref résumé et le titre prévu pour leur communication au Secrétariat de la Conférence T.E.P.G. The Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London W2, avant le 28 février 1965.

Pour plus amples détails, s'adresser à l'I.E.E.

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

1er Salon international de L'Électroacoustique

Le Salon des Composants Electroniques se tiendra en 1965 au Parc des Expositions de la Porte de Versailles à Paris et, pour la première fois, dans le Hall monumental, du 8 au 13 avril.

Il réunira environ huit cents exposants.

Cette année, la branche électroacoustique sera détachée du Salon des Composants et constituera, à ses côtés et en même temps que lui, le 1er Salon International de l'Electroacoustique.

Rappelons que du 5 au 10 avril, dans les salles de conférences de l'UNESCO, se déroulera le premier Colloque International sur les Techniques des Mémoires, dont nous avons entretenu nos lecteurs dans *l'Onde Electrique* d'Octobre 1964.

EXPOSITION DES COMPOSANTS RADIO ET ÉLECTRONIQUES

Londres 18 au 21 mai 1965

Devant le succès remporté par l'exposition de 1963 qui a reçu près de 49 000 visiteurs dont 2 600 étrangers, les fabricants de Composants Radio et Electroniques britanniques ont décidé de faire une nouvelle exposition à l'Olympia de Londres, du 18 au 21 mai 1965.

Elle réunira l'ensemble des fabricants du Royaume-Uni et comprendra environ 10 000 m² de stands.

Patronée par la Radio and Electronic Component Manufacturers Federation, l'exposition est organisée par Industrial Exhibitions Limited, 9 Argyll Street, London W.1.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

TÉLÉVISION EN COULEURS

Le premier émetteur de télévision affecté exclusivement à la transmission des programmes en couleurs vient d'être installé dernièrement au centre ORTF des Buttes-Chaumont, à Paris, par la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON. Cet émetteur possède une puissance de 2 kW et fonctionne en bande IV, canal 28.

Depuis le 12 novembre, il diffuse des émissions qui permettent aux techniciens d'expérimenter, en vraie grandeur, dans le cadre de l'opération « Cent Postes », le procédé SECAM de la Compagnie Française de Télévision avant la conférence qui se tiendra en mars prochain à Vienne, conférence au cours de laquelle devrait être choisi le procédé de télévision en couleurs recommandé à l'ensemble des pays européens.

Trois systèmes sont en compétition : le NTSC (américain), le PAL (allemand) et le SECAM (français).

La réalisation de récepteurs SECAM se développe en France et à l'étranger. Grâce à la simplicité du système, deux appareils, indispensables aux constructeurs et aux installateurs, ont pu être conçus et réalisés sous une forme exceptionnellement commode, robuste et économique par la CIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION, 19, rue Ernest-Cognacq à Levallois-Perret (Seine).

Le GS.10, destiné au réglage en usine des récepteurs SECAM, est un générateur de signaux entièrement transistorisé. Associé à un générateur de signaux de synchronisation, il fournit une image codée « SECAM ».

Le « Servochrom », entièrement transistorisé lui aussi, permet, sans aucun appareil supplémentaire, tous les réglages d'installation au domicile des téléspectateurs. Il est extrêmement compact et léger.

ANTENNE DE TÉLÉMESURE AUTOPOINTÉE ELECMA

Dans le cadre de l'aménagement du Centre d'Essais des Landes, ELECMA, division électronique de la SNECMA, vient de se voir confier par le Service des Equipements de Champs de Tir, la réalisation d'une antenne de télémesure autopointée à grand gain : CYCLOPE II.

D'une hauteur hors-tout d'environ 25 mètres, CYCLOPE II sera équipé, comme CYCLOPE I, en service depuis plus d'un an sur le Champ de Tir d'Hammaguir, d'un réflecteur de 18 mètres de diamètre, mais sa bande de fréquences sera plus étendue : (215 - 2 300 MHz). Il assurera la réception des signaux de télémesure d'engins depuis leur mise à feu jusqu'à proximité de leur point de chute.

Le dispositif numérique de transmission des informations angulaires de CYCLOPE II en fera un moyen précieux d'aide à l'acquisition pour les équipements de trajectographie du Centre d'Essais des Landes.

ELECMA équipera également prochainement CYCLOPE I, sous contrat du S.E.C.T., d'un dispositif numérique, qui assurera, dans le cadre du Champ de Tir d'Hammaguir, l'aide à l'acquisition des moyens de trajectographie locaux.

RÉCEPTION DES COURS TÉLÉVISÉS

La THOMSON-HOUSTON vient de présenter un nouveau système de réception des cours télévisés dans les écoles, appelé « Polyvision ». Les récepteurs sont suspendus au plafond, le cathoscope dirigé vers le bas étant entouré d'une jupe évasée qui protège les écrans contre une grande partie de la lumière ambiante. Chaque élève dispose d'un miroir lui permettant de regarder le récepteur le plus proche sans lever la tête. Bien entendu, l'inversion d'image est compensée par une inversion du balayage-image des récepteurs.

CARNET des SOCIÉTÉS

CSF A FÊTÉ LE DÉPOT DE SON 2 000e BREVET

Le 20 novembre 1964, à la Maison de la Chimie, la CSF a organisé une réunion à l'occasion du dépôt de son 2 000e brevet sous la présidence de M. M. PONTE, son Président-Directeur Général et en présence de M. M. Maurice BOKANOWSKI, Ministre de l'Industrie.

Au palmarès des inventeurs de la CSF, nous relevons les noms suivants :

avec plus de 50 brevets :

MM. BÉTHENOD, CHARLES, CHIREIX, E. GIRARDEAU, GUITTON, HUBER, LATOUR, ORTUSI, Y. ROCARD, VASSEUR, WARNECKE senior.

avec 30 à 50 brevets :

MM. AUBERT, DE BELLESCIZE, BRUCK, CHAUVEAU, DOEHLER, GRIVET, KLENN, PEYSSOU, SIMON, THOUREL, TORCHEUX, VASSILIEV et VILLEM.

avec 20 à 30 brevets :

MM. ACHARD, AIGRAIN, BELLINI, BERNARD, BEZY, BROUSSAUD, CLEMENT, DANZIN, DENIS, DEROUET, DUSSAUSSOY, FAVRE, HARDY, HONORÉ, LE PARQUIER, LERBS, PONTE et TIEN-CHI.

M. AUBERT, Directeur Général Technique de la Compagnie a souligné l'accroissement de la vitesse des dépôts de brevets de la CSF. Le premier brevet du groupe est dû à M. J. BÉTHENOD, ingénieur en chef de la SFR et date du 30 décembre 1908 ; le 1 000e brevet a été pris par la CSF en juin 1953 ; le 2 000e, en octobre 1964. En France, la CSF a donc déposé les onze dernières années autant de brevets qu'au cours des trente-trois années précédentes.

Ces brevets ont donné lieu au dépôt de près de 5 000 brevets étrangers.

Des licences sont accordées contre redevances en espèces, mais la CSF pratique également l'échange gratuit de ses licences de brevets contre des licences de nombreuses et puissantes sociétés étrangères dans des domaines de techniques très étendus.

M. AUBERT vint à parler ensuite des recherches faites avec le financement de l'Etat qui sont « principalement le fait d'un certain nombre de grandes administrations et plus spécialement des départements militaires. Ceux-ci financent, en effet, des études de prototypes ou des recherches appliquées en vue de la réalisation de prototypes qui, en général, donneront lieu ultérieurement à fabrication de série ».

« Le financement partiel est plus spécialement dû aux *participations* au programme de recherche, prises par des organismes du type DRME et DGRST. Ces recherches s'effectuent sur certains sujets proposés par les industriels et reconnus intéressants ou sur des sujets choisis d'un commun accord entre ces organismes et les industriels, suivant une *action concertée* décidée par l'Administration. Mais une part importante du financement de l'étude (de l'ordre de 40 à 50 %) reste à la charge de l'industriel ».

« Quand une administration finance l'étude d'un prototype, il est logique et équitable qu'elle obtienne pour ses besoins propres une licence gratuite des brevets, pris au cours de l'étude par l'industriel. Il est logique également que cette licence ne soit pas limitée à la seule administration ayant financé l'étude, mais à tout ce qu'on est convenu de désigner par *Etat* ».

Par contre, il est plus difficilement admissible « de voir l'Administration, non pas se contenter d'un droit d'utilisation en faveur de l'Etat, mais faire des efforts répétés, à l'occasion de tous les marchés ou de toutes les révisions des clauses générales des marchés, pour déposséder l'industriel de son *droit de propriété* sur les brevets ».

Et cependant l'article 36 septies du décret 62 908 du 3 août 1962 a bien soin de préciser que « Les droits de propriété industrielle qui peuvent naître à l'occasion ou en cours de l'étude sont en principe acquis au titulaire, mais que l'Etat peut se réserver tout ou partie de ces droits par une disposition du marché ». Cette dernière clause ne jouant, de toute évidence, que quand cela est justifié.

On peut penser que puisque l'Etat *paie* une étude, il doit en être normalement propriétaire, « mais ce que l'on *finance* en effet, dans une étude dite financée à 100 %, c'est le temps passé par l'équipe chargée de cette étude, quelquefois certains appareils spéciaux nécessaires à l'étude et les frais généraux et amortissements liés aux heures-productives correspondantes ; mais ce qu'on ne finance pas et qu'on veut systématiquement ignorer, c'est la valeur de l'équipe elle-même, formée souvent depuis bien longtemps par la Compagnie, c'est tout le know-how amassé depuis des années, son organisation, ses laboratoires spécialement adaptés à la recherche considérée, tout son passé et toute l'aide que ses autres équipes de recherche peuvent apporter à l'équipe chargée du marché, tant il est vrai que dans la recherche actuelle, ni un homme ni même une équipe ne peuvent arriver seuls à un résultat valable ».

M. AUBERT, se plaint enfin des diverses clauses introduites dans les marchés, avec surenchère d'une administration sur l'autre et qui arrivent à une lente dépossession de l'industriel.

M. AUBERT a terminé en disant que la Sous-Commission de la Recherche dans l'Electronique pour le Ve Plan aurait son attention attirée sur ces questions dans le rapport qui lui serait présenté.

Revenant sur la question de la recherche proprement dite, M. M. PONTE, Président Directeur Général de la CSF a prononcé une courte allocution dont nous extrayons le passage suivant :

« Il est essentiel que *tous* les Laboratoires, tous les chercheurs français comprennent que la recherche n'est pas un art en soi, et qu'elle doit conduire à des résultats pratiques, même si ce ne sont pas les mêmes hommes qui sont en cause.

« La recherche privée a une obligation évidente à ce point de vue : elle n'en ressent aucun complexe, au contraire, car la recherche de base vient se greffer sur la recherche appliquée qui lui apporte problèmes et moyens.

« La question fondamentale de l'heure, dans le domaine de la recherche en France, est donc de partir à la découverte de tout ce qui repose dans les Laboratoires de notre pays, ceux d'Etat en tête : quelle abondante moisson de résultats nouveaux, applicables après un développement plus ou moins long, privé ou non, serait récoltée, amenant d'ailleurs à un travail plus étroit entre Laboratoires d'Etat, Université, CNRS pour ne citer que ceux-là, et Laboratoires d'Industrie. Notre souhait est qu'une collaboration encore plus étroite entre la recherche publique, la recherche privée et les moyens de développement et de production de l'Industrie permette d'utiliser au plus vite les possibilités encore cachées du potentiel scientifique et technique français existant : lequel est grand mais, au total, ignoré.

« Si cette étroite collaboration avait existé au moment de la naissance du laser, entre hommes de science et hommes tournés vers les applications, la France disposerait certainement, à l'heure actuelle, en électronique, d'un potentiel de brevets tellement important que la balance des licences y serait positive ».

M. Maurice BOKANOWSKI, Ministre de l'Industrie, a, de son côté, parlé en ces termes d'un projet de révision de la procédure de délivrance des brevets français : « Aucun brevet au monde ne donne un titre de valeur certaine, et les inconvénients des législations qui prévoient un examen préalable des demandes de brevets sont bien connus : lourdeur et lenteur d'une procédure coûteuse, qui laisse en définitive le breveté dans une incertitude à peine moins grande qu'en France quant à la valeur de son titre. Je vous rappelle à cet égard les ressemblances entre la balance des comptes de la France et celle de l'Allemagne Fédérale, pays qui sont dotés, cependant, de systèmes de brevets très différents. Il faut encore remarquer qu'avec l'augmentation constante des demandes de brevets et la complexité de plus en plus grande des techniques, les pays qui pratiquent l'examen préalable éprouvent des difficultés croissantes à faire fonctionner ce système.

« Cependant, j'estime que le brevet français est perfectible, et qu'en lui appliquant un système analogue à celui du brevet spécial des médicaments, on valoriserait singulièrement le titre que nous délivrons, tout en ne compliquant la procédure que dans la plus faible mesure possible.

« Comme vous le savez, ce système consiste à assortir chaque brevet d'un avis sur la nouveauté, élaboré sous la responsabilité du Service de la Propriété Industrielle, après observations du déposant et des tiers. Sans doute l'Administration ne se reconnaît pas, pas plus que pour les autres brevets, le droit de refuser la délivrance pour défaut de nouveauté, mais l'avis de nouveauté suffit à éclairer l'inventeur, les tiers et, le cas échéant, les juges, sur le véritable caractère de l'invention brevetée, par rapport à l'état antérieur de la technique.

« Je souhaite que cette réforme puisse s'accomplir sur un plan international, comme les études menées depuis plusieurs années au sein de la Communauté Economique Européenne le laissent espérer ; mais, si les circonstances devaient nous obliger à réaliser cette transformation dans le cadre national, nous sommes en mesure d'en envisager une application progressive.

« Bien entendu, une telle réforme donnerait lieu à une large consultation des entreprises intéressées, et je sais que je puis compter sur la coopération complète d'un grand nombre d'entre elles ».

ACCORD LE PROTOTYPE MÉCANIQUE - AIRPAX ELECTRONICS

La Société AIRPAX ELECTRONICS, Cambridge, Maryland U.S.A. et la Société LE PROTOTYPE MÉCANIQUE, 23, rue Pasteur à l'Etang-la-Ville (S.-et-O.), viennent de conclure un accord de collaboration concernant la fabrication et la diffusion de certains de leurs produits respectifs.

C'est ainsi qu'en Europe Occidentale, LE PROTOTYPE MÉCANIQUE diffusera les disjoncteurs miniatures AIRPAX destinés aux équipements électroniques et militaires et qu'aux Etats-Unis d'Amérique, la Société AIRPAX ELECTRONICS, réputée pour la fabrication de ses choppers, s'occupera de la vente et des applications des relais subminiatures UGON produits par LE PROTOTYPE MÉCANIQUE et bien connus de nos lecteurs.

La production des disjoncteurs AIRPAX en France et celle des relais UGON aux U.S.A. sera entreprise dans un proche avenir.

SEUROLEC

La Société Européenne d'Electronique (SEUROLEC, anciennement SEURELEC) vient d'aménager de nouveaux locaux pour regrouper ses services administratifs, technico-commerciaux, salles d'exposition, laboratoires, 39-41, rue de l'Est et 1-3 rue Pasteur à Boulogne-Billancourt. Tél. 825-62.83.

PETITE ANNONCE

675 C. — Cher. ing. électron. pos. stage indus. p. poste direc. techn. dans centre enseign. profes. S'adresser à la Revue.

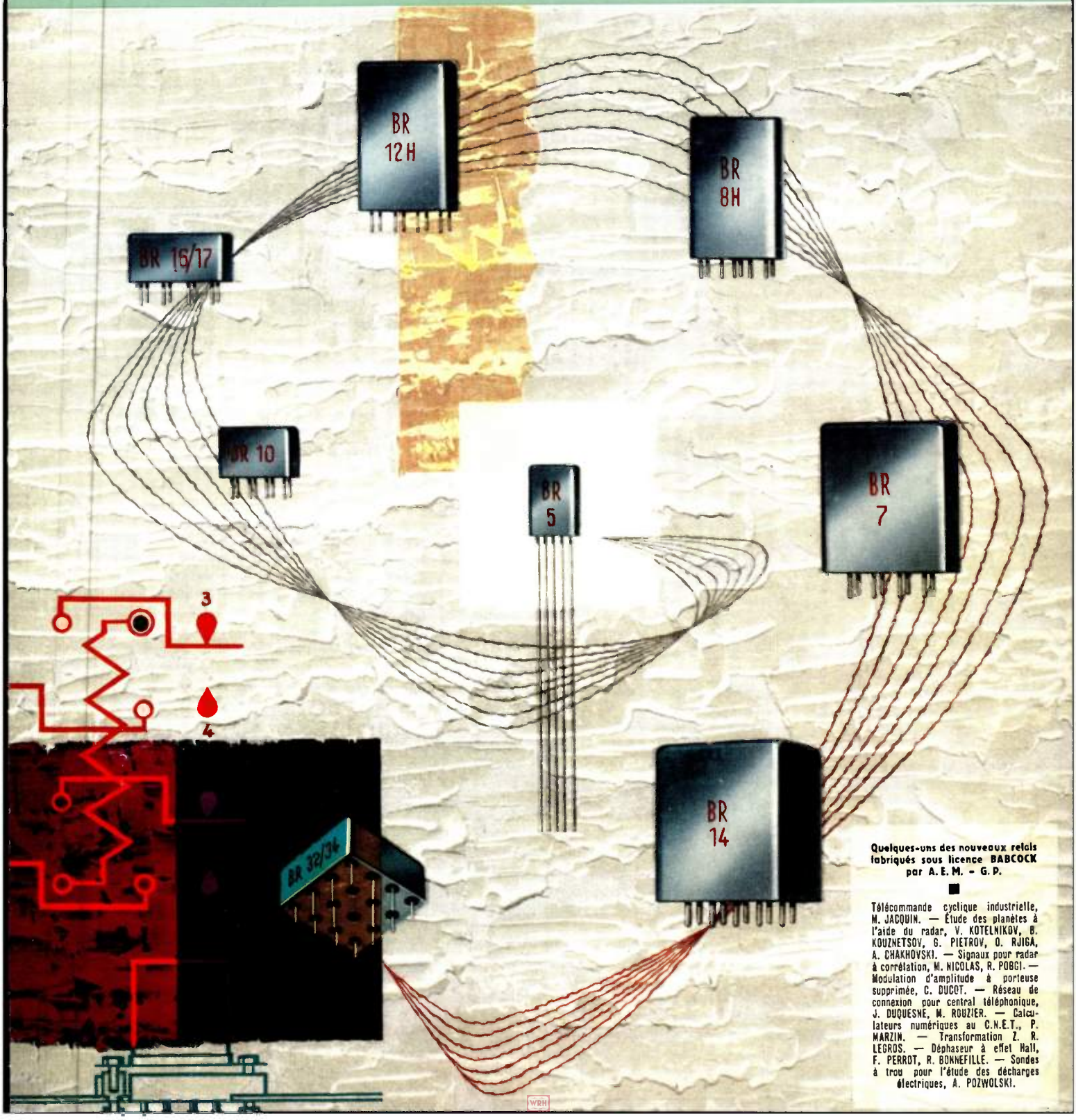
Revue affiliée au Syndicat de la Presse Radioélectrique Française - Paris

45e ANNÉE - N° 455
FÉVRIER 1965
PRIX : 8 F

NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
APR 14 1965

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Quelques-uns des nouveaux relais fabriqués sous licence BABCOCK par A. E. M. - G. P.

■

Télécommande cyclique industrielle, M. JACQUIN. — Étude des planètes à l'aide du radar, V. KOTELNIKOV, B. KOUZNETSOV, G. PIETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI. — Signaux pour radar à corrélation, M. NICOLAS, R. POBGI. — Modulation d'amplitude à porteuse supprimée, C. DUCOT. — Réseau de connexion pour central téléphonique, J. DUQUESNE, M. ROUZIER. — Calculateurs numériques au C.N.E.T., P. MARZIN. — Transformation Z. R. LEGROS. — Déphaseur à effet Hall, F. PERROT, R. BONNEFILLE. — Sondes à trou pour l'étude des décharges électriques, A. POZWOLSKI.

HC 200

FRÉQUENCEMÈTRE-COMPTEUR

ENTIÈREMENT AUTOMATIQUE

300 kHz
AFFICHAGE :
6 DÉCADES

ENTIÈREMENT TRANSISTORISÉ

MESURE DES FRÉQUENCES : 10 Hz à 300 kHz
- **Tension d'entrée :** 100 mV à 100 V
- **Durées de mesures :** 0,001 s à 10 s
- **Durée d'affichage :** réglable jusqu'à 4 s, ou infinie, avec déclenchement manuel
- **Stabilité du quartz :** 1.10^{-6} par jour
- **Sortie Fréquences étalons :** 100 kHz
10 kHz - 1 kHz - 100 Hz - 10 Hz - 1 Hz

MESURE DES PÉRIODES : 10^{-4} s à 10^{5} s
- **Durée de mesure :** 1 cycle de la fréquence inconnue

MESURE DES DURÉES : 10 µs à 10^{5} s
- Déclenchement et arrêt de la mesure sur front de montée ou sur front de descente en positif ou en négatif. Seuil de déclenchement ou d'arrêt : réglable de façon continue entre - 3 V crête et + 100 V crête
- Impédance d'entrée 100 kΩ - 30 pF

L'appareil est en outre utilisable en totalisateur d'une suite de signaux (capacité 10^{6} impulsions) en diviseur de fréquences etc.

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER • TRAPPES
(S.-&-O.) • TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 LIGNES GROUPÉES)

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE
INGÉNIEUR DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 3.250.000 F

Agence PUBLÉDITEC DOMÉNACH 1073

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO-ÉLECTRICIENS, 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION
ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F. C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso "extrait des statuts".

*

PUBLICITÉ
Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

La gamme des relais fabriqués par AEMGP sous licence Babcock s'est accrue, au cours de l'année écoulée, de nouveaux modèles.
L'emploi des « getters » et la soudure des capots à l'arc sous argon donnent des performances remarquables, principalement dans la tenue des contacts.
Ces nouveaux relais sont déjà en production de série.

AEMGP, 115, av. J.-B.-Clément Boulogne-s.-Seine, Tél. 825.96.20

45e année **Février 1965** 8 F
N° 455

SOMMAIRE

Une télécommande cyclique industrielle à grande sécurité et à grande vitesse 151
M. JACQUIN

Etude des planètes à l'aide du radar 161
V. KOTELNIKOV, V. DOUBROVINE, B. KOUZNETSOV, G. PETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI

Recherche des signaux pour radar à corrélation 171
W. NICOLAS, R. POGGI

La modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons hertziennes à grande distance 179
C. DUCOT, J. CAYZAC, R. ASTOR

Un réseau de connexion pour central téléphonique électronique 195
J. DUQUESNE, M. ROUZIER

Les calculateurs numériques étudiés au Centre National d'Etudes des Télécommunications 212
L.J. LIBOIS, J. DONDOUX, J.C. LAVENIR, A. PROFIT

La transformation z et les équations aux différences 228
R. LEGROS

Etude d'un déphaseur à effet Hall 234
F. PERROT, R. BONNEFILLE

Application des sondes à trou à l'étude des décharges électriques dans les gaz 240
A. POZWOLSKI

Vie de la Société : Léon Bouthillon 1884-1964 246

Informations

Documentation technique 248

Communiqués 250

Bibliographie 257

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Genoblre.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette revue est *l'Onde Electrique*.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

UNE TÉLÉCOMMANDE CYCLIQUE INDUSTRIELLE A GRANDE SÉCURITÉ ET A GRANDE VITESSE, par M. JACQUIN, *adjoint au directeur du département « Techniques Digitales » de la Compagnie Générale d'Electronique Industrielle Lepaute.* L'Onde Electrique de février 1965 (pages 151 à 160).

Cet article décrit un dispositif industriel de télécommande statique.

Comme dans la plupart des installations industrielles, la sécurité de fonctionnement est primordiale. Il ne faut pas perdre de vue cependant la simplicité et la robustesse. C'est pourquoi on n'a pas utilisé de voie de contrôle en retour.

La protection contre des fonctionnements intempestifs est obtenue par deux moyens : répétition des ordres dans chaque voie et combinaison de plusieurs voies pour l'exécution d'un ordre.

Les calculs simplifiés de sécurité font apparaître une notion très importante pour doser les sécurités à apporter au système : celle des poids respectivement attribués aux conséquences d'une fausse manœuvre ou d'un arrêt de fonctionnement.

Le dispositif de télécommande mettant en œuvre les principes énoncés permet d'obtenir des performances très supérieures à celles d'un dispositif analogue à relais : simplicité de conception et de mise en œuvre, sécurité, souplesse, vitesse.

UN RÉSEAU DE CONNEXION POUR CENTRAL TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE, par J. DUQUESNE, M. ROUZIER, *ingénieur et inspecteur principal adjoint des Télécommunications, département R.M.E., Centre National d'Etudes des Télécommunications.* L'Onde Electrique de février 1965 (pages 195 à 211).

Dans un central téléphonique automatique, le réseau de connexion assure l'interconnexion des lignes et des circuits téléphoniques. Il peut utiliser les principes de la commutation temporelle ou spatiale ; dans ce dernier cas, il existe de nombreux types de commutateurs (rotatifs, crossbar...) dont les méthodes de raccordement sont variées (entraide, débordement...). Après un rapide tour d'horizon les auteurs décrivent le réseau de connexion du central électronique étudié par le Centre National d'Etudes des Télécommunications et installé à Lannion. Ce réseau de connexion entièrement électronique peut desservir 10 000 abonnés et utilise comme point de connexion un montage original à deux transistors complémentaires. Les recherches et connexions d'itinéraires se font systématiquement sur l'ensemble du réseau de connexion. L'organisation générale adoptée permet une localisation rapide des éléments défectueux et le remplacement des commutateurs sans perturber les communications établies.

ÉTUDE DES PLANÈTES A L'AIDE DU RADAR, par le Professeur V. KOTELNIKOV, *membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S.*, B. KOUZNETSOV, G. PIETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 161 à 170).

L'article fait la synthèse des études des planètes faites tant aux USA qu'en URSS à l'aide du radar.

Il indique les méthodes employées pour la mesure des distances de la terre aux principales planètes. Il en déduit la valeur de l'unité astronomique, avec une grande précision.

La majeure partie de l'étude porte sur Vénus dont la distance, le diamètre et la période de rotation ont pu être déterminés au radar avec une précision sensiblement plus grande qu'avec les méthodes astronomiques classiques.

Quelques considérations portent sur le relief et la nature du sol des planètes.

LES CALCULATEURS NUMÉRIQUES ÉTUDIÉS AU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, par P. MARZIN, *ingénieur Général des Télécommunications, Directeur du C.N.E.T.* L'Onde Electrique de février 1965 (pages 212 à 227).

Les auteurs décrivent les quatre calculateurs numériques universels à programme enregistré qui ont été étudiés et réalisés successivement depuis cinq ans au Centre National d'Etudes des Télécommunications à l'occasion des travaux menés dans le domaine de la commutation téléphonique électronique. Ils expliquent les raisons ayant conduit aux structures et aux technologies finalement adoptées.

RECHERCHE DES SIGNAUX POUR RADAR A CORRÉLATION, par M. NICOLAS et R. POGGI, *ingénieurs à Elecma, division électronique de la Snecma.* L'Onde Electrique de février 1965 (pages 171 à 178).

Après avoir généralisé le problème de la détection radar, on présente les deux aspects de la réception à corrélation : filtre adapté (matched filter) et corrélateurs. On introduit ensuite la notion importante de fonction d'ambiguïté dont on étudie les propriétés du point de vue des performances des radars.

Deux approches sont proposées pour résoudre le problème de la synthèse de ces fonctions.

LA TRANSFORMATION *Z* ET LES ÉQUATIONS AUX DIFFÉRENCES, par R. LEGROS, *professeur à la Faculté des Sciences, laboratoire d'électronique (Caen).* L'Onde Electrique de février 1965 (pages 228 à 233).

On montre qu'il existe des analogies remarquables entre les fonctions échantillonnées (qui définissent la transformation z) et les solutions des équations aux différences. Ces analogies révèlent peut-être une parenté profonde entre la théorie des équations aux différences et celle de la transformation z.

LA MODULATION D'AMPLITUDE A PORTEUSE SUPPRIMÉE DANS LES LIAISONS HERTZIENNES A GRANDE DISTANCE, par C. DUCOT, *directeur technique adjoint*, J. CAYZAC, *ingénieur*, R. ASTOR, *ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.).* L'Onde Electrique de février 1965 (pages 179 à 194).

L'objet du présent article est de situer les possibilités du système de transmission par modulation d'amplitude à porteuse supprimée par rapport à celles des autres systèmes employés dans les communications radioélectriques à grande distance, puis de donner la description d'un équipement expérimental et les résultats de mesures en propagation transhorizon. L'accent est mis principalement sur les applications troposphériques ; cependant, quelques brèves remarques sont données concernant les applications spatiales.

ÉTUDE D'UN DÉPHASEUR A EFFET HALL, par F. PERROT et R. BONNEFILLE, *Laboratoire Central des Industries Electriques*, Fontenay-aux-Roses. L'Onde Electrique de février 1965 (pages 234 à 239).

Les détecteurs de position à effet Hall qui présentent, par rapport aux détecteurs bobinés classiques, l'avantage de s'affranchir de la sujétion des contacts glissants, ont par contre l'inconvénient de délivrer une tension de sortie dont l'amplitude, proportionnelle au coefficient de Hall R, varie en fonction de la température, du champ magnétique appliqué et du temps.

Les auteurs décrivent un dispositif, réalisé au L.C.I.E., dont le signal de sortie est indépendant de R, l'angle géométrique à reproduire apparaissant simplement comme la phase de la tension de Hall.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

A CONNECTING NETWORK FOR AN ELECTRONIC TELEPHONE EXCHANGE, by J. DUQUESNE, M. ROUZIER, *ingénieur et inspecteur principal adjoint des Télécommunications, département R.M.E., Centre National d'Etude des Télécommunications.* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 195 to 211).

In an automatic telephone exchange, the connecting network interconnects lines and telephone circuits. It can use temporal or spatial switching principles. In the latter case many types of switches using different connecting methods exist.

After a brief recapitulation of present-day methods, the authors describe the connecting network of the electronic exchange designed by the Centre National d'Etudes des Telecommunications and installed at Lannion. This connecting is entirely electronic, can serve 10,000 subscribers, and uses as its basic interconnection element an original circuit employing two complementary transistors. The search for a route in establishing a circuit is done systematically over the whole of the connecting network. The general design enables a quick localisation of defective elements, and their replacement without disturbing established connections.

A FAST AND RELIABLE INDUSTRIAL CYCLICAL REMOTE CONTROL SYSTEM by M. JACQUIN, *adjoint au Directeur du département « Techniques Digitales » de la Compagnie Générale d'Electronique Industrielle Lepaute.* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 151 to 160).

In this system, as in most industrial installations, reliability is the first consideration. Simplicity and a robust construction are also borne in mind.

Protection against a random response is obtained in two ways : orders are repeated in several channels. The outputs of these channels are combined to achieve the executive operation.

Simplified calculations show that before the safety system can be designed, a weighting factor must be applied to determine the relative importance of :

a) a false manœuvre,

b) a halt in the operation.

The device described here gives a better performance than that obtainable from relay systems. It main advantages are simplicity of conception and of operation, reliability, flexibility, and speed of operation.

DIGITAL COMPUTORS DESIGNED BY THE CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, by P. MARZIN, *Ingénieur général des télécommunications, Directeur du C.N.E.T.* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 212 to 227).

The authors describe four digital computors designed and built over the past five years at the Centre National d'Etudes des Télécommunications (during their development work on electronic telephone switching).

They explain the reasons leading to the general design and techniques finally adopted.

PLANET STUDIES BY MEANS OF RADAR, par le Professeur V. KOTELNIKOV, *membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S.*, B. KOUZNETSOV, G. PIETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 161 to 170).

The article reviews the whole field of planet studies undertaken by means of Radar by the U.S.A. and U.S.S.R.

The methods used to measure the distance from Earth to the principal planets are described. The value of the Astronomical Unit is deduced with great precision.

The major part of the study is devoted to Venus whose distance, diameter and period of rotation have been determined to a greater degree of accuracy with radar than with the conventional methods of classical astronomy.

Some information is also given on the nature and relief of the planetary ground studied.

THE *Z*-TRANSFORM AND FINITE DIFFERENCE EQUATIONS, by R. LEGROS, *Professeur à la Faculté des Sciences, laboratoire d'électronique (Caen).* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 228 to 233).

There are remarkable similarities between random sample functions (which define the *z*-transform) and solutions to finite difference equations.

Are these similarities not due simply to a common origin in the mathematical theories of the calculus of finite differences, and of the *z*-transformation ?

RESEARCH INTO SIGNALS APPROPRIATE TO CORRELATED RECEPTION IN RADAR SYSTEMS, by M. NICOLAS, R. POGGI, *Ingénieurs à Elecma, division Electronique de la Snecma.* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 171 to 178).

After establishing very broadly the principles of radar detection, the authors present the two fundamental components of correlated reception : the matched filter, the correlators. They next introduce the important notion defined by ambiguity and study its effects on the performance of radar systems.

Two methods are proposed to solve the problem of synthesising the component functions.

DESIGN OF A PHASE DETECTOR BASED ON THE HALL EFFECT, by F. PERROT, R. BONNEFILLE, *Laboratoire Central des Industries Electriques, Fontenay-aux-Roses.* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 234 to 239).

Hall effect detectors although free from the necessity of sliding contacts, have the disadvantage of providing an output voltage whose amplitude is not only proportional to the Hall coefficient *R*, but also varies as a function of temperature, applied magnetic field and time.

The authors describe a device, made by L.C.I.E., where the amplitude of the output voltage is independent of *R* but where the relevant angle is given simply by the phase of the Hall voltage.

SUPPRESSED CARRIER AMPLITUDE MODULATION IN LONG RANGE RADIO LINKS, by C. DUCOT, *Directeur technique adjoint*, J. CAYZAC, *Ingénieur*, R. ASTOR, *Ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.).* L'Onde Electrique, February 1965 (pages 179 to 194).

The purpose of this paper is, first, to provide an evaluation of the possibilities of transmission systems using suppressed carrier amplitude modulation as compared with other systems used in long range radio links.

Then an experimental embodiment of such a system is described, and the results of measurements carried out on a beyond-the-horizon radio link are given.

The stress is laid chiefly on troposcatter applications ; however, some short remarks are made with reference to possible space applications.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

APPLICATION DES SONDES A TROU A L'ÉTUDE DE CHARGES ÉLECTRIQUES DANS LES GAZ, par A. POZWOLSKI, *Docteur de l'Université de Paris*. L'Onde Electrique de janvier 1965 (pages 240 à 245).

Soit une source d'ions fonctionnant par diffusion ; en face du trou de sortie des ions, on place une électrode creuse jouant le rôle d'une petite cage de Faraday et l'on fait varier la différence de potentiel entre cette cage et le plasma. Suivant sa polarité cette électrode capte soit des ions, soit des électrons, avec passage continu du courant positif au courant négatif. Le système formé par le trou de sortie des ions et cette électrode présente ainsi des analogies de fonctionnement avec les sondes et a été appelé « sonde à trou ». Les sondes à trou permettent la détermination de la densité électronique et de la dispersion énergétique des ions. Le présent travail traite de l'application des sondes à trou à certaines décharges électriques en haute fréquence et dans les ozoniseurs où la méthode des sondes ordinaires serait d'une application difficile.

Au dos :

Rectificatif
au résumé anglais
de l'article de
M. DUCOT
paru dans
l'Onde Electrique
de janvier 1965
pp. 131 à 138

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

APPLICATION OF HOLLOW PROBES IN AN OPENING TO THE STUDY OF ELECTRICAL CHARGES IN A GAS, by A. POZWOLSKI, *Docteur de l'Université de Paris*. L'Onde Electrique, February 1965 (pages 240 to 245).

Assume a diffusive ion source. Facing the hole from which the ions emerge, a hollow electrode, acting as a small Faraday cage, is placed. The potential between the cage and the surrounding plasma is made to vary. According to its relative polarity the electrode will capture either ions or electrons while the current changes from one polarity to the other.

The system formed by this ion output hole and this electrode thus behaves very much as a probe and may be termed a « hollow probe in an opening ». With this type of probe it is possible to determine electronic densities and the energy dispersion of ions.

The present work describes the application of these probes to the solution of problems arising in high frequency discharge and in other circumstances where it would be difficult to use conventional methods.

INCOHERENCE NOISE IN AMPLITUDE MODULATION, by C. DUCOT, *Directeur technique adjoint aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée.*

In this paper the possibilities for information transmission with an amplitude modulated incoherent carrier are investigated.

First, some comments are given about coherence as considered from the standpoint of radiotechnicians working in the field of optical frequencies. Those comments enable to make clearer what is meant by an incoherent carrier.

Then the detection of such a carrier when amplitude modulated is examined. Incoherence bandwith and incoherence noise are defined. A wellknown mathematical model is introduced to represent the carrier. This model allows an evaluation of the deterioration brought into the demodulated signal by incoherence noise, first without, then in combination with additive thermal noise at the input of the receiver.

Finally, the main results are summarized concerning three favourable cases (namely when the bandwidth of the modulating signal is small in comparison with the incoherence bandwidth, where the multiplicative effect of incoherence noise is made harmless by the use of on-off pulse modulation, and where the lowest frequency of the modulating signal is at least twice the incoherence bandwidth), and concerning the impact of additive noise on the optimum choice for the incoherence bandwidth.

WRH

UNE TÉLÉCOMMANDE CYCLIQUE INDUSTRIELLE A GRANDE SÉCURITÉ ET A GRANDE VITESSE*

PAR

M. JACQUIN

Adjoint au Directeur du Département « Techniques Digitales »
de la Compagnie Générale d'Electronique Industrielle-Lepaute

1. Introduction

Le dispositif que nous allons décrire est un dispositif statique de télécommande à 46 termes. Il permet d'envoyer en série, sur une seule voie de transmission, des ordres de mouvement à partir de la cabine mobile d'un portique de déchargement de minerai vers la salle des machines.

Il est caractérisé par sa sécurité, obtenue par redondance, et sa rapidité très supérieure à celles d'un dispositif à relais.

Ce dispositif est applicable à un grand nombre de cas où l'on veut transmettre beaucoup d'ordres ou de signalisations d'une façon sûre et rapide.

Il équipe actuellement les portiques de déchargement du port minéralier de Dunkerque, portiques destinés à l'alimentqtion du complexe sidérurgique, ainsi que ceux du port de Gênes.

Dans une première partie nous examinerons les principes généraux :

— données du problème de la télécommande de portique,

— moyens de transmission,

— procédés employés pour améliorer la sécurité et discussion des résultats,

— principe du multiplex.

Dans la seconde partie, nous verrons comment ces procédés généraux sont mis en œuvre dans l'application à la télécommande de portique.

2. Exposé du problème

Les installations électriques de commande des mouvements des portiques de déchargement du port de Dunkerque ont déjà été décrits au cours d'un exposé de M. GAUTHERON, du Matériel Electrique S.W., qui a eu lieu à la Société Française des Electriciens, ainsi que dans un article de M. GUITTONNEAU, des Ponts et Chaussées, paru dans la revue *Mines* nº 107 de 1963.

Rappelons brièvement le but et la constitution de ces portiques :

Ils sont destinés à transporter par benne le minerai depuis la cale des bateaux, soit jusqu'à la trémie située au-dessus d'un convoyeur roulant alimentant les parcs de stockage, soit directement jusqu'à un pré-stock situé à proximité, du côté opposé au quai.

La cabine du grutier, à la verticale de la benne, se déplace avec celle-ci de façon que le grutier ait toujours une position favorable pour commander les mouvement les plus délicats (fig 1).

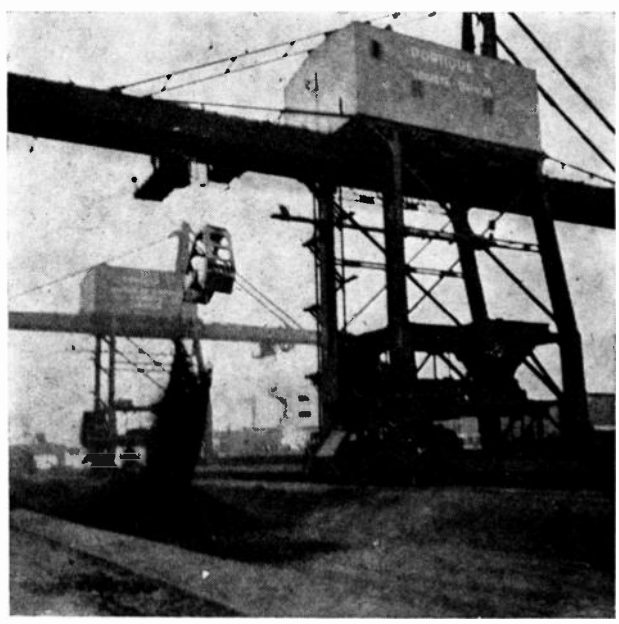


FIG. 1.

(*) Conférence prononcée le 26 mai 1964 devant la 10e Section de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Les moteurs se trouvent dans une salle des machines fixe, située à un étage supérieur du portique.

Les divers mouvements à commander depuis la cabine sont :

— La translation de l'ensemble du portique sur ses rails, parallèlement au quai, dans les deux sens.

Ce mouvement est destiné aux déchargements successifs des diverses cales d'un même bateau ; ou encore pour décharger un second bateau accosté plus loin, le long du quai.

— La translation de la cabine avec sa benne, perpendiculairement au quai, dans les deux sens et à plusieurs vitesses. Ce mouvement sert à amener la benne à l'aplomb de la cale, de la trémie de déchargement, ou du pré-stock.

— La montée ou la descente de la benne, verticalement sous la cabine, à diverses vitesses. La benne peut ainsi être amenée au niveau du minerai dans la cale, de la trémie ou du pré-stock.

— La fermeture ou l'ouverture de la benne.

— Sa rotation sur elle-même de façon à pouvoir l'orienter au mieux dans la cale en vue d'agripper une charge maximale.

Tous ces mouvements nécessitent l'envoi d'un grand nombre d'ordres élémentaires de marche, sens ou vitesse ainsi que certains ordres supplémentaires de sécurité. En tout 46 ordres peuvent être nécessaires à la télécommande.

Afin de donner une idée de l'importance de l'installation, on peut préciser que le portique se déplace sur deux paires de rails dont l'empattement fait environ 16 m, que la cabine évolue à une vitesse qui peut atteindre 4 m/s, perpendiculaire au quai, sur une distance d'environ 70 m, à une altitude de près de 40 m.

La benne peut charger 16 t de minerai. Son poids en charge atteint alors environ 36 t.

3. Examen des moyens de transmission

L'utilisation prolongée d'un enrouleur-dérouleur à 46 câbles de commande étant pratiquement irréalisable, seul un dispositif multiplex permet de résoudre le problème.

La voie de transmission de l'information multiplex pouvait être, au choix :

— une voie de transmission radio,

— un câble unique sur un enrouleur-dérouleur,

— un trolley.

La transmission radio est relativement complexe, sensible aux parasites industriels, et peut présenter des trous dus aux réflexions des ondes électromagnétiques sur les masses métalliques.

La transmission par câble sur un enrouleur-dérouleur unique était viable, mais puisque par ailleurs un trolley était nécessaire pour l'alimentation en puissance de la cabine mobile, il était intéressant d'utiliser également ce trolley pour la transmission de l'information multiplex de télécommande.

4. Principe général. Sécurité

Il est inutile d'insister sur la sécurité qu'on attend d'une telle télécommande. Le déclenchement intempestif d'un mouvement peut entraîner de graves accidents de matériel et de personne. Il faut donc prendre des mesures particulières pour qu'une telle éventualité ne puisse se produire.

4.1. Télécommandes a controle en retour

Les télécommandes à grande sécurité habituelles utilisent généralement une transmission multiplex de contrôle en retour.

Chaque ordre ne peut alors être exécuté que si l'ordre émis et celui reçu après transmission aller-et-retour sont bien en concordance (fig. 2).

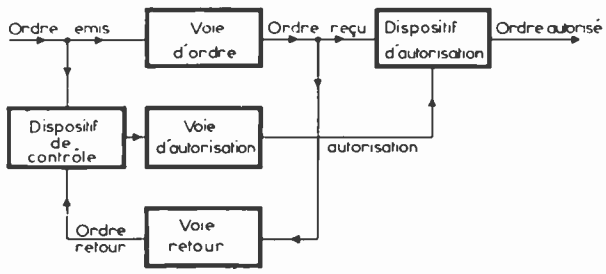


Fig. 2.. — Schéma de principe d'une télécommande avec voie de contrôle en retour.

Un tel système donne en principe une excellente sécurité contre l'exécution d'ordres aberrants. Il faut en effet deux erreurs identiques simultanées dans les deux voies élémentaires correspondantes de la transmission aller et de la transmission retour pour entraîner un fonctionnement intempestif. La probabilité de cette éventualité est très faible.

En revanche l'importance du matériel mis en œuvre est plus que doublée et corrélativement la probabilité de non-fonctionnement s'en trouve augmentée. Il suffit en effet d'une panne ou d'une perturbation de l'une des transmissions aller ou retour pour interdire l'exécution d'un ordre.

Calculons rapidement ces diverses probabilités.

Appelons :

p_1 la probabilité de panne ou de perturbation d'une voie d'ordre, se caractérisant par l'envoi d'un ordre non souhaité ou par l'absence d'un ordre souhaité. On suppose en grossière approximation que ces deux éventualités sont également probables.

p_2 celle de la voie de retour (en principe égale à p_1),

p_3 celle du dispositif de contrôle et d'autorisation,

p_4 celle de la voie d'autorisation en cas d'identité (en général aussi égale à p_1).

La probabilité de fonctionnement intempestif, c'est-à-dire d'exécution d'un ordre non donné, est alors :

$$p_I = p_1(p_2 + p_3)\ (1-p_4) + p_1 p_4 \cong p_1\ (p_2+p_3+p_4)$$

si les probabilités sont suffisamment faibles.

$$p_I = p_1\ (2p_1 + p_3)$$

si l'on admet que les probabilités de panne ou de perturbation p_1 p_2 et p_4 des voies de transmission sont égales.

$$p_I \cong 2p_1^2$$

si p_3 est très inférieure à p_1, puisque le dispositif de contrôle et d'autorisation n'est pas soumis aux perturbations de la transmission.

On voit que cette probabilité est beaucoup plus faible que la probabilité p_1 d'une voie unique. L'amélioration est d'ailleurs d'autant plus sensible que la probabilité p_1 est déjà faible au départ.

En revanche la probabilité de non-fonctionnement, c'est-à-dire de non-exécution d'un ordre donné est plus grande :

$$p_N = p_1 + (p_2+p_3)\ (1-p_4) + p_4 \cong p_1+p_2+p_3+p_4 \cong 3p_1$$

si les probabilités p_1, p_2 et p_4 sont égales et p_3 très inférieure à p_1.

La complication d'un tel système ne se trouve justifiée que pour des installations très importantes. Pour une télécommande à courte distance, telle, que l'opérateur soit en vue directe des organes contrôlés, et puisse à chaque instant provoquer un arrêt d'urgence en cas de mauvais fonctionnement, l'utilisation d'une liaison de contrôle en retour ne se justifie pas.

Pour la télécommande à vue directe, les fonctions de contrôle en retour, de comparaison et éventuellement d'interdiction d'exécution sont remplies par l'œil, le cerveau et le bras du grutier et leurs probabilités de mauvais fonctionnement sont supposées très inférieures à celles de leurs homologues électroniques.

Néanmoins il était intéressant, tout en conservant la simplicité d'un dispositif sans voie de contrôle électronique en retour, de diminuer la probabilité de fonctionnement intempestif par d'autres procédés

Les procédés employés sont à base de redondance.

4.2. Répétition des ordres

L'élément de la télécommande le plus susceptible de perturbation est la voie de transmission. En effet le contact du trolley est mobile et discontinu. Un moyen simple pour améliorer la sécurité de la transmission consiste à répéter l'ordre plusieurs fois avant qu'il ne soit exécuté. Si par exemple cet ordre est répété 4 fois, il faudra absolument qu'il ait été reçu 4 fois pour être exécuté (fig. 3).

Fig. 3. — Schéma de principe d'une télécommande avec répétition d'ordres.

Pour un dispositif à n répétitions la probabilité de fonctionnement intempestif devient :

$$p_I = p_1^n(1-p_5)+p_5$$

p_5 étant la probabilité de panne ou de perturbation du dispositif d'élaboration et de contrôle de répétition.

La probabilité p_5 est en général très inférieure à p_1 du fait que ce dispositif n'est pas soumis aux perturbations de la transmission. Cependant p_1^n devient négligeable devant p_5 si n est suffisamment grand et $p_1 \cong p_5$.

On a ainsi pratiquement éliminé les perturbations de la voie de transmission et la probabilité de fonctionnement intempestif est réduite à celle du dispositif de contrôle. Pour des perturbations importantes de la voie de transmission (p_1 grand), on voit que ce dispositif est meilleur (pour $n>2$) que le contrôle en retour dont la probabilité est de l'ordre de $2p_1^2$.

La probabilité de non-exécution d'un ordre donné devient :

$$p_N = np_1\ (1-p_5) + p_5 \cong np_1 + p_5 \cong np_1$$

si $p_5 \ll p_1$ ce qui est du même ordre de grandeur que pour une télécommande avec contrôle en retour si n ne dépasse pas 3 ou 4.

4.3. Redondance des voies d'ordre pour l'exécution d'un mouvement

La répétition d'un ordre permet essentiellement de s'affranchir des pannes et perturbations de la voie de transmission. Il faut cependant tenir compte également des possibilités de panne et de perturbation interne du dispositif émission ou réception.

Une sécurité supplémentaire est obtenue par le fait

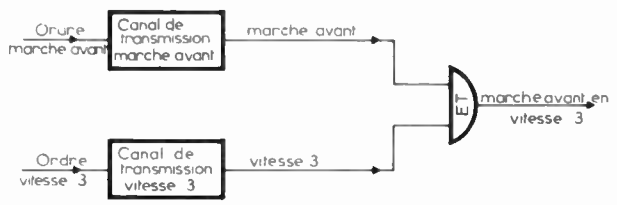


Fig. 4. — Redondance des ordres pour l'exécution d'un mouvement.

qu'un mouvement nécessite deux ou plusieurs ordres simultanés pour être exécuté. Par exemple :

— ordre de direction de marche (avant ou arrière),

— indication de vitesse (vitesse 1, 2, 3, 4 ou 5) (fig. 4).

La probabilité finale d'un mouvement intempestif, compte tenu de la répétition des ordres et de la redondance des voies d'ordre devient :

$$P_I = p_1^m \cong p_5^m$$

où m est le nombre de voies d'ordre nécessaires pour l'exécution d'un mouvement.

Tandis que la probabilité finale de non-exécution d'un mouvement souhaité devient :

$$P_n = mp_n \cong mnp_1$$

4.4. Importance relative des sécurités et dosage

Les formules établies précédemment montrent que, quels que soient les dispositifs de sécurité adoptés pour diminuer la probabilité de fonctionnement intempestif, ils entraînent une augmentation de la probabilité de non-fonctionnement.

4.4.1. *Pour la répétition des ordres*

$$p_I = p_1^n(1-p_5)+p_5$$
$$p_N = np_1+p_5$$

Cependant lorsque n augmente p_I diminue beaucoup plus vite que p_N n'augmente.

Il n'est pas nécessaire d'augmenter n outre mesure car p_I est limité inférieurement à p_5 et p_N continue de croître avec n.

La valeur maximale au-delà de laquelle il devient néfaste d'augmenter n, puisque cela entraîne une augmentation de la probabilité de non-fonctionnement sans diminution de la probabilité de fonctionnement intempestif, est donnée par :

$$p_1^n = p_5$$

soit :

$$n_{max} = \frac{\log p_5}{\log p_1}$$

Il est bien évident que p_1 dépend des conditions de transmission et peut varier dans le temps. Cependant c'est dans les conditions de transmissions les plus défavorables qu'il est intéressant d'augmenter la sécurité. Prenons par exemple $p_1 = 1/10$, c'est-à-dire qu'en moyenne une impulsion d'ordre 10 est supprimée et qu'il apparaît une impulsion indésirable une fois sur 10, et estimons arbitrairement p_5 à 10^{-4} environ. On aura dans ces conditions :

$$n_{max} = \frac{\log p_5}{\log p_1} = \frac{4}{1} = 4$$

Au-delà de $n = 4$ on augmente inutilement p_N sans diminuer appréciablement p_I.

Pour $n = 4$, on aurait, dans les conditions très défavorables de transmission où $p_I = \frac{1}{10}$:

$$p_I \cong \left(\frac{1}{10}\right)^4 + 10^{-4} = 2.10^{-4}$$

$$p_N \cong 4 \times \frac{1}{10} + 10^{-4} = \frac{4}{10}$$

au lieu de $p_I = p_N = p_1 = 1/10$ sans répétition.

Si les conditions de transmission deviennent encore plus défavorables on voit que l'on cessera d'exécuter des ordres bien avant de créer un ordre erroné.

4.2.2. *Redondance des ordres nécessaires à un mouvement*

On a :

$$P_I = p_1^m$$

et

$$P_N = mp_N$$

P_1 diminue exponentiellement avec le nombre d'ordres m nécessaires à un mouvement, alors que P_N augmente linéairement.

Le nombre m sera limité d'abord par l'importance du matériel mis en jeu, ainsi que par p_N. A la limite, en effet, un dispositif possédant une excellente protection contre les fonctionnements intempestifs ne fonctionnerait jamais ; résultat qui est obtenu beaucoup plus simplement en ne mettant pas de télécommande du tout.

Ce n'est naturellement pas l'objectif d'un dispositif de télécommande.

Il est donc nécessaire de se fixer une importance relative d'un fonctionnement intempestif par rapport à la non-exécution d'un ordre afin de choisir correctement les niveaux de sécurité à apporter au dispositif, c'est-à-dire le degré de redondance.

Dans l'application considérée où le déclenchement intempestif d'un mouvement peut entraîner de graves accidents de personne et de matériel, il est bien évident qu'on attribuera à cette éventualité un poids bien plus important qu'à un arrêt de fonctionnement.

On préférera augmenter le nombre d'arrêts et par suite le taux d'indisponibilité, pourvu qu'il reste raisonnable et d'un ordre de grandeur inférieur à celui de la mécanique, pour diminuer la probabilité de mouvements intempestifs.

Cette notion de poids attribuée aux conséquences de diverses éventualités reste, naturellement, assez qualitative puisqu'elle fait intervenir des facteurs de nature différente, humaine et financière.

D'une façon générale, si l'on attribue un poids Q_I aux conséquences d'un mouvement intempestif et un poids Q_N aux conséquences d'un arrêt de fonctionnement, on cherchera à doser les probabilités de ces éventualités de façon inversement proportionnelle à l'importance de leurs conséquences :

$$\frac{P_I}{P_N} = \frac{Q_N}{Q_I} \qquad \text{soit } P_IQ_I = P_NQ_N$$

et en remplaçant P_I et P_N par leurs valeurs :

$$Q_I p_I^m = Q_N m p_N$$

ou :

$$Q_I p_5^m = Q_N m n p_1$$

$$\boxed{\frac{Q_I}{Q_N} = \frac{m p_N}{p_I^m} = \frac{m n p_1}{p_5^m}}$$

En prenant les valeurs défavorables estimées précédemment pour une transmission très perturbée :

$$p_I = 2.10^{-4} \text{ et } p_N = 0{,}4,$$

on aura pour $m = 2$:

$$P_I = p_I^m = 4.10^{-8} \qquad P_N = m p_N = 0{,}8$$

$$\frac{Q_I}{Q_N} = \frac{0{,}8}{4.10^{-8}} = 2.10^7$$

Le rapport des poids que l'on attribue implicitement dans ces conditions à un mouvement intempestif par rapport à un arrêt de fonctionnement est alors de l'ordre de 10^7, c'est-à-dire que l'on préfère 10 millions d'arrêts à un seul mouvement intempestif.

Et cela dans les conditions de transmission défavorables entraînant pratiquement une certitude d'arrêt ($p_1 = 1/10$ entraînant $p_N = 0{,}4$ et $p_N = 0{,}8$).

Dans les mêmes conditions, si l'on n'avait pas de redondance des voies d'ordre ($m = 1$), on aurait :

$$P_I = p_I = 2.14^{-4} \qquad P_N = p_N = 0{,}4$$

$$\frac{Q_I}{Q_N} = \frac{0{,}4}{2.10^{-4}} = 2.10^3$$

c'est-à-dire que l'on tolère implicitement un mouvement intempestif pour 2 000 arrêts.

Sans aucune redondance, ni par répétition des ordres, ni sur les voies d'ordre, on aurait :

$$P_I = P_N = p_I = p_N = p_1$$

ce qui veut dire qu'on n'attribue pas à un mouvement intempestif plus d'importance qu'à un arrêt.

Lorsque les perturbations sur la transmission et le dispositif de contrôle de répétition diminuent, par exemple pour

$$p_1 = \frac{1}{10\,000} \quad \text{et} \quad p_5 = 10^{-6}$$

$$p_I = p_5 \cong 10^{-6} \text{ par exemple}$$

$$p_N \cong n p_1 \cong \frac{1}{1\,000}$$

$$P_I = p_I^m = (10^{-6})^2 = 10^{-12} \text{ pour } m = 2$$

$$P_N = m p_I = 2 \times \frac{4}{10\,000} = \frac{8}{10\,000} \cong \frac{1}{1\,000}$$

Si un cycle de commande dure environ 10^{-1} s, on aurait dans ces conditions encore un cycle manquant toutes les minutes environ (ce qui n'a aucune importance puisque la constante de temps des organes de puissance est supérieure à un cycle et le manque d'un ordre pendant un seul cycle passe inaperçu). Mais on aurait un fonctionnement intempestif dû à la télécommande toutes les 10^{11} secondes, pratiquement jamais.

5. Principe de multiplex

Après avoir exposé les données du problème de la télécommande de portiques ainsi que les procédés généraux utilisés pour répondre aux conditions de sécurité nécessaires, examinons maintenant les principes choisis pour la transmission multiplex des 46 ordres sur un seul véhicule, en l'occurrence le trolley.

Il existe essentiellement deux procédés classiques de transmission de plusieurs informations sur une seule voie :

— la répartition dans le domaine des fréquences,

— la répartition dans le temps.

Rappelons-en rapidement les principes généraux :

Le premier consiste à séparer la bande de fréquence allouée à la transmission en sous-gammes, constituant chacune un canal de transmission pour une information (fig. 5).

Il existe un générateur de fréquence différente par information, suivi d'un modulateur (d'amplitude, de phase ou de fréquence). L'ensemble des spectres de fréquence séparés est additionné dans un mélangeur linéaire de façon à les transmettre sur une seule voie (fil ou radio).

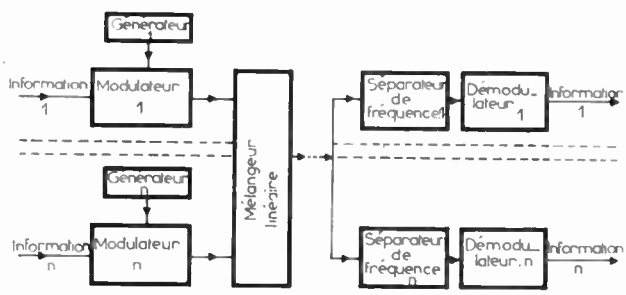


FIG. 5. — Schéma de principe d'un multiplex à division de la bande de fréquence.

A la réception chaque canal d'information est séparé par des filtres qui laissent passer uniquement le spectre autour de la fréquence voulue et rejettent ceux des autres canaux. Des démodulateurs permettent de restituer les informations initiales.

Ce dispositif de multiplex est simple et robuste.

Cependant, lorsque le nombre de voies à transmettre augmente, l'importance du matériel mis en jeu (générateurs, modulateurs, filtres, démodulateurs) devient prohibitive et cela d'autant plus que les fréquences des canaux deviennent plus rapprochées afin de permettre la transmission de toutes les infor-

mations sur la liaison dont la largeur de bande est en général limitée. On est alors amené à utiliser le second procédé de multiplexage, c'est-à-dire la répartition dans le temps.

Ce procédé alloue à chaque information, non plus une portion de la bande de transmission, mais une fraction bien déterminée du temps dans une séquence cyclique.

Le schéma de principe en est représenté fig. 6.

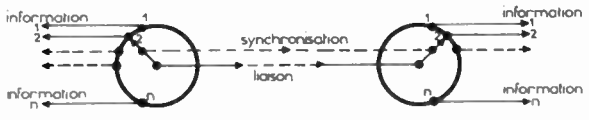


FIG. 6. — Schéma de principe d'un multiplex à répartition dans le temps.

Les informations des divers canaux sont échantillonnées en séquence série cyclique par le commutateur tournant. Les impulsions correspondantes servent éventuellement à moduler ou coder la voie de transmission commune.

Le commutateur tournant peut être électromécanique pour des informations à évolution lente. Il est électronique quand il s'agit d'informations à évolution rapide pour lesquelles les retards doivent être réduits au minimum et par conséquent le cycle de commutation doit être court.

A la réception un commutateur synchrone de celui d'émission permet d'aiguiller à chaque instant l'information transmise vers la voie d'utilisation correspondant à celle sélectionnée à l'émission.

La synchronisation entre les commutateurs d'émission et de réception peut se faire par voie séparée si l'on en dispose d'une. Sinon la synchronisation devra être transmise par une voie supplémentaire du multiplex lui-même.

Ce procédé est légèrement plus complexe que celui à répartition dans le spectre des fréquences. Cependant il est beaucoup plus commode pour transmettre un grand nombre d'informations. Il ne nécessite aucun réglage et les éléments de chaque voie sont répétitifs et interchangeables. Le nombre d'éléments nécessaires par voie supplémentaire est beaucoup plus réduit que pour le premier procédé.

La plupart des dispositifs actuels de transmission d'information (mesures, commandes ou signalisation) à grande capacité emploient ce procédé de multiplex.

6. Principe de fonctionnement des télécommandes de portiques

Nous allons maintenant examiner de quelle façon les principes énoncés précédemment sont mis en œuvre. Le dispositif d'émission sera d'abord examiné, puis le dispositif de réception.

6.1. Emission

Le dispositif d'émission est destiné à élaborer, à partir des contacts d'ordres donnés par le combinateur du grutier, une série de groupes de 4 impulsions séparés par un blanc de même durée (fig. 7). Ces 4

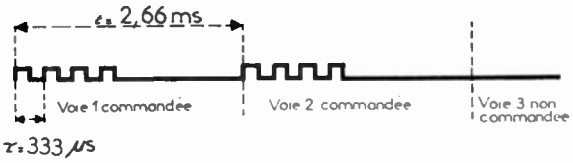


FIG. 7. — Signal caractéristique des ordres.

impulsions sont présentes ou non selon que la voie correspondante est commandée ou non sur le combinateur. L'impulsion représentant un ordre élémentaire est répétée 4 fois pour améliorer la sécurité de la transmission, comme on l'a vu précédemment.

La durée τ de chaque impulsion élémentaire suivie d'un blanc de même largeur est de 333 μs (3 kHz).

La durée t allouée à chaque voie est donc de 2,66 ms.

La voie de synchronisation est constituée d'un train de 8 impulsions (durée t) suivi d'un blanc de même durée (fig. 8). Elle occupe donc la place de 2 voies.

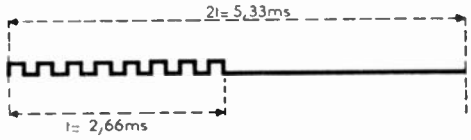


FIG. 8. — Signal caractéristique de la synchronisation.

La durée totale du cycle de 46 voies plus une voie de synchronisation est de 48 t = 128 ms.

Le retard entre le moment où un ordre est donné et celui où il est reçu est inférieur à un cycle. Ce retard est variable suivant le moment où l'ordre a été donné par rapport à l'instant alloué à la voie correspondante. Le retard maximal est donc de un cycle soit 128 ms et le retard moyen est la moitié, 64 ms. Il est donc inférieur aux constantes de temps des éléments de commande de puissance.

Ce retard est inférieur à celui d'un dispositif équivalent à relais.

La durée du cycle et, par suite, ce retard sont déterminés par la largeur de bande de la liaison (300 à 3 000 Hz) qui ne permet pas de passer des impulsions plus courtes.

Ce dispositif est susceptible d'un temps de réponse encore plus court, sans autre modification que celle de la fréquence du générateur pilote, si l'on dispose d'une voie de transmission à bande plus large.

Dans le cas particulier des portiques de déchargement cela n'a pas d'intérêt puisque l'on est de toute façon limité par le temps de réponse propre des organes de puissance.

6.1.1. *Générateur-distributeur*

Pour obtenir la vitesse et la sécurité souhaitée, le rôle du commutateur électromécanique d'échantillonnage est joué par un ensemble électronique constitué par un distributeur et des portes.

Un oscillateur à quartz de fréquence 48 kHz suivi de diviseurs par 16 et par 8 délivre (fig. 9) :

— un signal a de période $t = \frac{16 \times 8}{48\,000} = 2{,}66$ ms qui sert à commander le distributeur d'exploration des ordres,

— un signal b, obtenu par combinaison dans un circuit ET du signal a à 375 impulsions/s avec le signal à 3 000 impulsions/s, ce signal est caractéristique des ordres (4 impulsions suivies d'un blanc de durée égale pendant le temps t d'un pas du distributeur),

— un signal c à 3 000 impulsions/s pour la synchronisation (8 impulsions pendant le temps t).

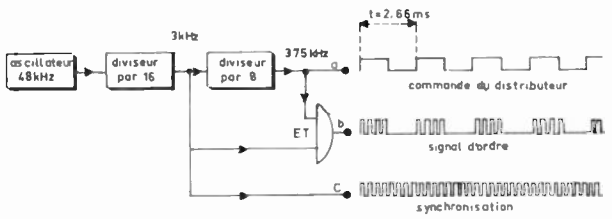


FIG. 9. — Générateur de signaux de commande du distributeur d'ordres et de synchronisation.

Le distributeur par 48 est constitué de 2 distributeurs successifs par 8 et par 6 constitué chacun par un diviseur (par 8 ou par 6) suivi d'un décodeur (par 8 ou par 6) à diodes (fig. 10).

Le premier distributeur divise le temps en séries de 8 intervalles égaux à t. Chacun des intervalles est obtenu sur une sortie séparée.

Le second divise le temps en séries de 6 intervalles égaux à $t_1 = 8\,t$. Il avance d'un pas lorsque le premier a décrit un cycle complet de 8 pas élémentaires de durée t. Il avance donc 8 fois moins vite que le premier.

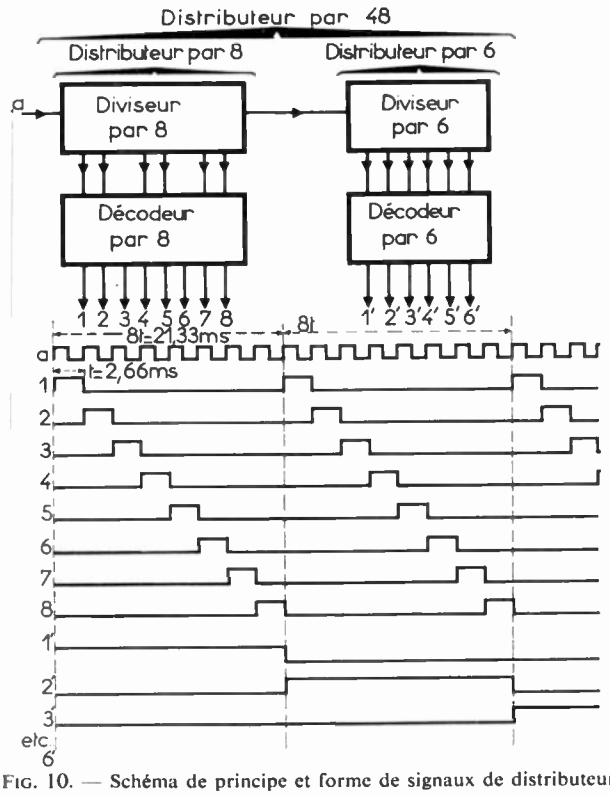


FIG. 10. — Schéma de principe et forme de signaux de distributeur par 8 et par 6.

Les sorties du décodeur du premier distributeur donnent successivement un signal de durée t se répétant tous les 8 t.

Les sorties du décodeur du 2e distributeur donnent successivement un signal de durée 8 t se répétant tous les $6 \times 8\,t = 48\,t$.

Les 8 sorties du premier distributeur attaquent chacune une ligne de 6 portes ET à diodes comprenant 2 autres entrées (fig. 11) :

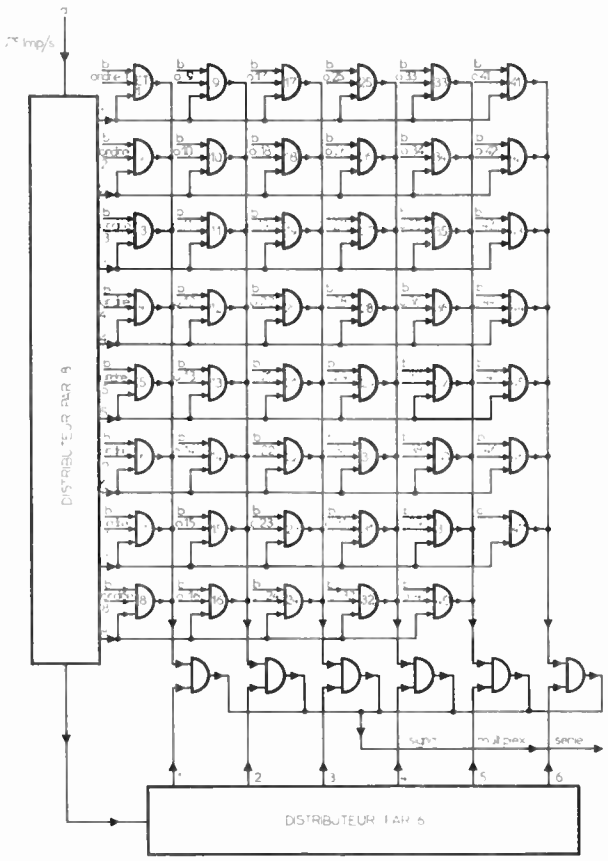


FIG. 11. — Schéma de principe des portes à l'émission.

— L'entrée de l'ordre correspondant à la voie (donné par le combinateur du grutier).

— Une entrée en provenance du train hâché de 4 impulsions à 3 000 impulsions/s (signal b).

A la sortie de ces portes, on retrouve (fig. 12) des signaux de 3 000 impulsions/s hâchées, présents ou non

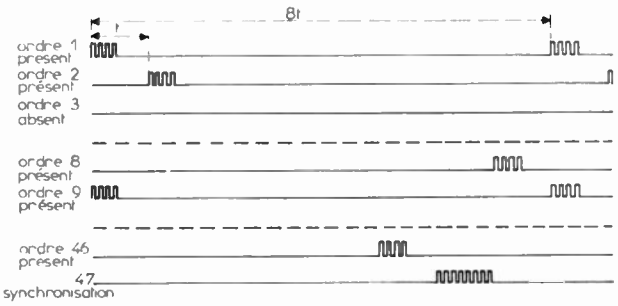


FIG. 12. — Signaux de sortie des portes primaires.

selon que la commande est faite ou non, et durant un temps t, chacun décalé d'un temps t par rapport au précédent, à la période de répétition 8 t (8 fois par cycle).

La porte 47 qui reçoit, pendant le temps t qui lui est alloué, seulement les 8 impulsions du signal de synchronisation restitue ces 8 impulsions (tous les 8 t).

Les sorties de chaque colonne de 8 portes sont combinées en parallèle à l'entrée d'une porte ET secondaire (de nouveau fig. 10) qui reçoit par ailleurs une des entrées du 2e distributeur par 6).

De cette façon, chaque porte secondaire ne délivre le signal relatif à la colonne de 8 portes primaires que pendant le temps déterminé par la sortie considérée du 2e distributeur (1/6 du temps) (fig. 13).

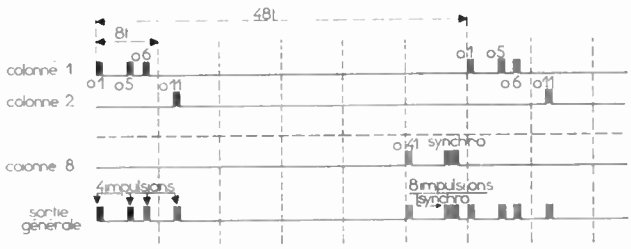


FIG. 13. — Signaux de sortie des portes secondaires et de la sortie générale.

Les sorties des 6 portes secondaires sont à leur tour combinées en parallèle pour délivrer en série sur la sortie générale les signaux relatifs à chacune des voies.

6.1.2. *Emetteur*

Le signal série de modulation attaque le transformateur d'entrée du dispositif émetteur. Ce dispositif, appelé trolleyphone, est un émetteur H.F. à déplacement de fréquence, couplé au trolley. Le trolley lui-même sert de véhicule à l'onde H.F.

6.2. RÉCEPTION

6.2.1. *Récepteur*

A la réception dans la salle des machines un trolleyphone de réception restitue le signal multiplex. Les ensembles de trolleyphone sont des matériels standards utilisés couramment pour effectuer des liaisons phoniques à courtes distances (quelques kilomètres) entre poste fixe et poste mobile ou entre deux postes mobiles. Ils sont utilisés par exemple pour transmettre et recevoir la parole sur les locomotives dans les mines.

La bande passante normale de la liaison trolleyphone est de 300-3 000 Hz, c'est ce qui donne une limite inférieure à la durée du cycle.

L'ensemble du dispositif de télécommande serait suceptible de fonctionner avec un cycle plus court en augmentant simplement la fréquence du générateur qui commande les distributeurs.

6.2.2. *Distributeur de réception*

Un distributeur, analogue au distributeur d'émission, permet d'extraire du signal multiplex série chacune des voies sur une sortie séparée.

Il est également constitué de deux distributeurs successifs par 8 et par 6.

Il est commandé par un oscillateur à quartz de fréquence 48 kHz, identique à l'oscillateur d'émission et suivi de diviseurs par 8 puis par 16.

Le signal de commande a donc une période de 2,66 ms (375 Hz) identique à celle du distributeur d'émission.

Le distributeur de la réception avance d'un pas en même temps que celui d'émission.

Un dispositif de synchronisation que nous verrons ultérieurement permet de garantir que le distributeur de la réception est à chaque instant dans le même état que le distributeur d'émission, c'est-à-dire qu'il aiguille bien le signal relatif à un ordre vers la sortie correspondante.

Les sorties du second distributeur sont combinées dans des portes ET primaires (fig. 14) avec le signal

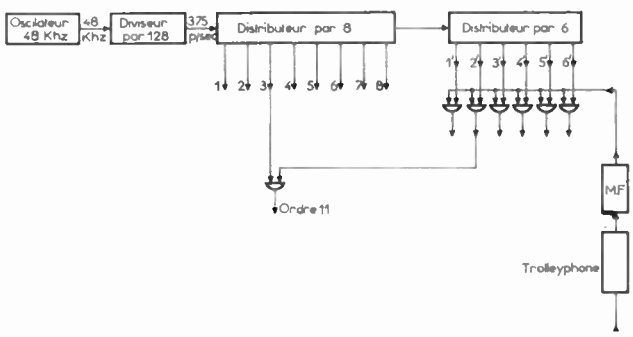


FIG. 14. — Schéma du distributeur et des portes à la réception.

multiplex reçu du trolleyphone, après mise en forme pour tenir compte des déformations dues à la liaison, de façon à délivrer 6 tranches de 8 voies.

Chaque tranche est combinée à nouveau dans des portes ET à deux entrées avec chacune des sorties du premier distributeur, de façon à délivrer sur sortie séparée le signal correspondant à chaque voie.

Par exemple la voie 11 est obtenue en combinant la sortie de la porte primaire 2′ (voies 9 à 16) avec la sortie 3 du premier distributeur. Si l'on appelle r' le rang du second distributeur et r le rang du premier distributeur, le rang de la voie obtenue par combinaison dans une porte secondaire est :

$$R = r' \times 8 + r$$

Il y a une porte secondaire par voie.

A la sortie d'une porte secondaire on reçoit donc un train de 4 impulsions, si la voie correspondante est commandée, à l'instant du cycle correspondant au rang de la voie.

6.2.3. *Compteurs d'impulsions*

Pour chaque voie, un compteur par 4 (constitué

de deux bascules) déclenche une mémoire si l'on a bien reçu 4 impulsions (fig. 15). Cette mémoire con-

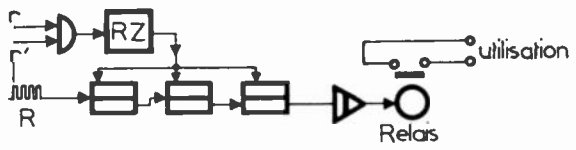


FIG. 15. — Compteur d'impulsions et commande du relais d'une voie.

serve l'ordre pendant le reste du cycle. Elle commande un amplificateur suivi du relais d'utilisation. Celui-ci, combiné avec un ou plusieurs autres, commande à son tour les organes de mouvement.

Le compteur et la mémoire sont remis à zéro au début du temps du distributeur correspondant au rang de la voie considérée, juste avant le comptage des 4 impulsions. Cela est réalisé à l'aide d'un circuit ET à deux entrées attaqué par les sorties convenables des distributeurs par 6 et par 8.

De cette façon, même si des perturbations de la transmission délivraient 4 impulsions parasites dans une voie, cette voie ne resterait commandée qu'un temps inférieur à un cycle, ce qui est insuffisant pour enclencher le relais de puissance de l'organe de mouvement.

6.2.4. *Synchronisation*

Pour que chaque ordre envoyé à l'émission soit bien affecté à la voie correspondante à la réception, il faut non seulement que les distributeurs d'émission et de réception avancent au même rythme mais encore qu'ils soient à tout instant dans le même état.

Une voie spéciale de synchronisation a pour fonction de remettre automatiquement le distributeur dans un état particulier, correspondant par exemple à la 48e voie. Cela est obtenu en remettant à zéro toutes les bascules du distributeur. C'est la 47e voie qui est destinée à cet usage.

Elle se distingue de toutes les autres par le fait que son signal est caractérisé par 8 impulsions successives au lieu de 4.

Le dispositif de synchronisation à la réception doit donc distinguer un signal de synchronisation de 8 impulsions successives d'un signal d'ordre de 4 impulsions seulement et délivrer un ordre de remise à zéro aux bascules du distributeur dans ce cas.

Il est constitué essentiellement (fig. 16) :

— d'un compteur par 8 pour compter les impulsions reçues, suivi d'une mémoire actionnée par le

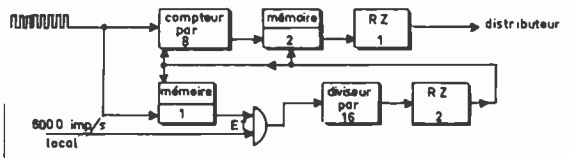


FIG. 16. — Schéma de principe du dispositif de synchronisation.

compteur lorsque l'on reçoit la 8e impulsion consécutive (au bout d'un temps $7 \times 333\ \mu s = 2{,}33$ ms),

— d'un circuit de remise à zéro du distributeur, commandé par cette mémoire,

— d'un diviseur par 16, commandé à travers une porte à partir du 6 000 imp/s issu de l'oscillateur local après division.

Ce diviseur commande la remise à zéro du compteur et des mémoires après un temps inférieur à t, écoulé depuis la première impulsion.

La mémoire 1 change d'état et ouvre la porte aux impulsions à 6 000 Hz dès la réception de la première impulsion du train de 4 ou 8 impulsions reçues du trolleyphone.

Le diviseur par 16 déclenche la remise à zéro du compteur par 8 à la 16e impulsion du 6 000 Hz, c'est-à-dire au bout d'une temporisation de :

$$\frac{15}{6\,000} = 2{,}5 \text{ ms.}$$

6.3. ALIMENTATIONS

Les modules logiques (mémoires, diviseurs, amplis, portes, etc.) utilisés nécessitent des tensions d'alimentation continues de -18 V et $+6$ V de polarisation. Les relais primaires en sortie des voies à la réception fonctionnent sous 24 V continu.

A la réception dans la salle des machines, les alimentations qui élaborent ces tensions sont commandées par le secteur alternatif 220 V.

Celles de l'armoire émission, située dans la cabine mobile, sont commandées à partir d'une tension continue de 230 V véhiculée sur le trolley et destinée également aux organes de puissances de la cabine.

7. Technologie

Une des caractéristiques principales de ce matériel est qu'il est installé dans des conditions d'environnement très sévères, au bord de la mer, au milieu des poussières de minerai conducteur, soumis à de violents chocs et vibrations, du moins l'ensemble d'émission.

D'autre part, comme nous l'avons déjà vu, les conséquences d'une panne peuvent être catastrophiques :

— accident de personne ou de matériel en cas de mouvement imprévu,

— immobilisation coûteuse d'un bateau à quai pendant la durée du dépannage.

La technologie est donc particulièrement étudiée pour que le matériel soit extrêmement robuste et de maintenance aisée.

Tous les éléments sont disposés sur des cartes de circuits imprimés enfichables, facilement interchan-

geables et disposées dans des paniers montés sur racks pivotants (Photos 17 et 18).

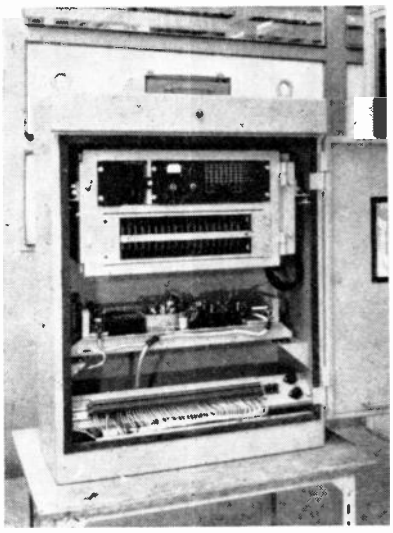


FIG. 17.

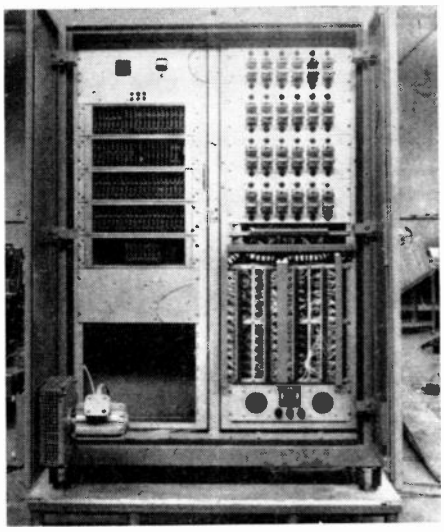


FIG. 18.

Les armoires sont fixées sur amortisseurs. L'alimentation et le panier de circuits imprimés de l'armoire d'émission sont eux-mêmes montés sur amortisseurs internes. Les trolleyphones (photo 19) normalement utilisés sur véhicules sont aussi amortis et réalisés en blocs enfichables et interchangeables.

8. Conclusion

Le dispositif de télécommande qui vient d'être décrit est un exemple caractéristique de réalisation d'électronique industrielle : il s'agit d'un matériel fonctionnant en permanence dans des conditions d'environnement très sévères, pour lequel les conséquences d'une défaillance sont très graves et les conditions d'intervention difficiles.

La technique numérique statique est d'ailleurs encore peu usitée pour des réalisations industrielles de ce genre.

Cependant les performances obtenues sont supérieures à celles d'un dispositif à relais par la sécurité et la vitesse de réponse.

Un cycle de déchargement, c'est-à-dire un aller-et-retour de la cabine, avec chargement et déchargement n'excède pas 40 s. Un bateau de 30 000 t est déchargé en moins de 36 h.

Etant donné sa conception modulaire il peut facilement être étendu ou restreint à un nombre de voies

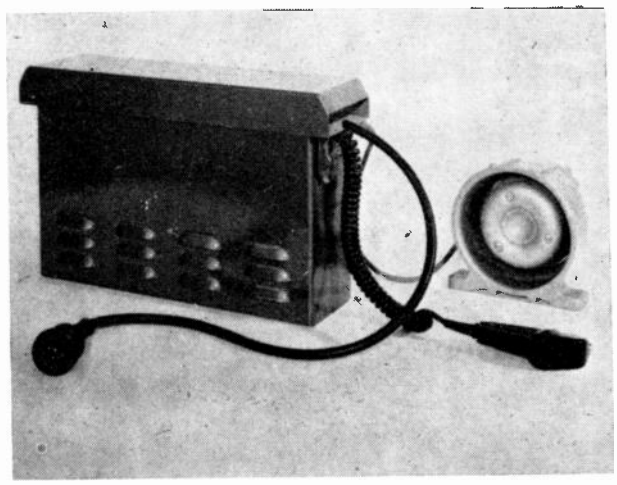


FIG. 19.

quelconques de télécommande ou télésignalisation sur un canal de transmission quelconque (fil, radio ou trolley), même très perturbé. La durée du cycle et, par suite, le temps de réponse sont naturellement fonction du nombre de voies et de la bande passante B du canal :

$$\text{Temps de réponse } \frac{T}{T_{46}} \cong \frac{N}{46} \cdot \frac{3\,000}{B}$$

N : nombre de voies

B : bande passante du canal de transmission en hertz.

ÉTUDE DES PLANÈTES A L'AIDE DU RADAR

PAR

Professeur V. KOTELNIKOV,

Membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S.

V. DOUBROVINE, B. KOUZNETSOV, G. PETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI

Comme chaque année, la Société Scientifique et Technique POPOV a tenu à Moscou son Congrès national de la Journée de la Radio, du 7 au 11 mai 1964.

Dans ses précédents numéros, l'Onde Electrique *a donné les titres des nombreuses communications présentées, dont tous les résumés (en russe) ont été envoyés par la Société POPOV à la S.F.E.R.*

A ce Congrès, deux Présidents de notre Société ont assisté, invités par le Président de la Société POPOV : Messieurs Pierre Grivet, Président de la S.F.E.R. en 1965, et Gérard Lehmann, Président en 1963.

L'ouverture du Congrès fut marquée par un exposé magistral du Professeur Kotelnikov, sur « l'Etude des planètes à l'aide du Radar », exposant la situation de cette question fondamentale pour l'astronomie, à la suite des travaux exécutés par les laboratoires du monde entier, qui ont permis d'améliorer de deux ordres de grandeur la précision de nos connaissances sur les dimensions géométriques du système solaire. Le Professeur Kotelnikov, membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S., a bien voulu accepter, sur notre demande, de remettre à la S.F.E.R. le texte intégral de sa conférence, que l'Onde Electrique *est heureuse de publier. Qu'il reçoive ici, ainsi que ses collaborateurs, nos très vifs remerciements.*

A cette occasion, nous sommes heureux de transmettre notre meilleur souvenir à Monsieur le Professeur Siforov, Président de la Société Scientifique POPOV, et à son sécrétaire général technique, Monsieur Soudakov, qui ont établi la tradition suivant laquelle, chaque année, plusieurs électroniciens français sont invités à assister au Congrès Scientifique annuel de la Journée de la Radio, à Moscou.

Pierre GRIVET *Gérard LEHMANN*

1. Introduction

La localisation des planètes au moyen de la radio est basée sur le principe de l'exploration par radar. Autrement dit, il s'agit d'envoyer vers la planète des trains d'ondes radioélectriques à l'aide d'un émetteur puissant et d'un aérien très directif. Ces ondes nous reviennent après réflexion et, à l'aide d'un récepteur très sensible, nous pouvons recueillir des renseignements sur le mouvement de la planète et la structure de sa surface.

Le premier corps extra terrestre dont on a pu recevoir un écho radio fut la lune distante, en moyenne, de 384 000 km. Déjà dans la troisième décennie du siècle,lors des premiers essais de sondage de l'ionosphère à l'aide d'impulsions, on se demande s'il serait possible de déceler des signaux radio réfléchis par la lune. Cependant, deux décennies s'écoulèrent encore avant que les progrès de la technique permettent la réalisation de l'expérience. Les premiers signaux radio réfléchis sur la lune ont été enregistrés en 1946 par de Witt, Stodola et autres [1] aux Etats-Unis et, presque simultanément, par Z. Bay [2] en Hongrie à l'aide de stations radar militaires transformées. Ces expériences ont été le début d'une nouvelle méthode active d'exploration des corps célestes.

Grâce aux perfectionnements apportés aux systèmes radar, les années suivantes ont vu des études détaillées sur les propriétés réflechissantes de la surface lunaire. De nombreuses mesures effectuées dans une gamme d'ondes allant de 8 mm à 8 m [3] ont montré que la surface lunaire était plus unie qu'on ne le supposait autrefois. La réflexion de base des ondes radio s'effectue à partir d'une calotte sphérique profonde de quelques kilomètres située sur la partie de la surface lunaire la plus proche de la terre. Cela a permis de mesurer la distance de la terre à la lune avec une erreur plus faible que 1 km [4], ce qui dépasse d'un ordre de grandeur la précision moyenne des observations astronomiques.

Il s'est avéré que la surface lunaire réfléchissait vers l'émetteur quelque 7 % de l'énergie qui serait renvoyée par une sphère unie de conductance parfaite.

Ces derniers temps aux U.S.A. ont eu lieu des expériences, à la suite desquelles ont été dressées les premières cartes de réflexions des ondes radio par diverses parties de la surface lunaire [5].

L'expérience acquise en étudiant la lune fût mise à profit pour l'étude de Vénus par radar. Quoique Vénus se rapproche plus de la terre que les autres planètes, nous la connaissons très peu. Un voile compact de nuages recouvrant la planète ne permet pas de voir sa surface, mais la couche de nuages ne présente pas d'obstacle infranchissable pour les ondes radio. Aussi est-il possible d'obtenir des réflexions sur la surface même de la planète (à condition d'utiliser des ondes suffisamment courtes pour franchir librement l'ionosphère).

La radiolocalisation de Vénus présentait un problème incomparablement plus difficile du fait de l'énorme distance. Ainsi, en conservant le même récepteur et la même antenne, il serait nécessaire de multiplier par quelque cinq millions la puissance de l'émetteur. En effet, dans le cas du radar, la puissance des signaux reçus décroît en proportion de la quatrième puissance de la distance, contrairement à ce qui se passe en communication radio où la puissance des signaux décroît proportionnellement au carré de la distance.

Les premières expériences de localisation radio de Vénus (qui, à l'époque, avaient été supposées concluantes) furent exécutées en 1958 aux U.S.A. [6]. Elles fûrent répétées en Angleterre [7] en 1959. Mais, comme on le sait maintenant, les résultats de ces expériences étaient erronnés. En effet, il fût prouvé que ce qui fût pris pour le signal réfléchi n'étaient en réalité que des tops fortuits du bruit à la réception. Une localisation par radar de Vénus, couronnée de succès, a été réalisée pour la première fois en 1961 lors de la conjonction inférieure (distance minimum terre-Vénus, environ 40 millions de kilomètres) à l'aide d'appareillages plus puissants et plus perfectionnés créés à cette époque. Elle a été faite aux U.S.A. (Institut Technologique de Massachusset [8], Institut Technologique de Californie [9], Radio Corporation of America [10]), en Angleterre (radio-observatoire de Jodrell Bank [11]) et en Union Soviétique (Institut de Radiotechnique et d'Electronique de l'Académie des Sciences, en collaboration avec d'autres institutions [12]). Dans tous ces pays de nouvelles observations de Vénus au radar furent faites pendant la conjonction inférieure de 1962 [13], [14], [15], [16] et [17].

Le perfectionnement de l'appareillage permit la réception de réflexions radio sur Mercure et Mars après celles sur Vénus. Mercure est la plus petite parmi les neuf grandes planètes du système solaire ; son diamètre est 2,5 fois plus faible que celui de Vénus. Sa distance à la terre n'est jamais inférieure à 80 millions de kilomètres. Mercure circule à proximité immédiate du Soleil ce qui rend son observation visuelle très difficile. Ainsi, comme pour Vénus, connaissons-nous peu de chose sur lui. La localisation radio de Mercure a été faite pour la première fois en U.R.S.S. en juin 1962 [18]. Presque une année plus tard elle fut répétée aux U.S.A. [19]. Au début de 1963 en Union Soviétique et aux U.S.A., lors de l'opposition de Mars, on a reçu des réflexions radio en provenance de cette planète qui se trouvait à ce moment à une distance de 100 millions de kilomètres de la terre [20], [21].

En septembre-octobre de la même année, grâce à une nouvelle amélioration de la sensibilité de l'appareillage, on réussit en Union Soviétique à obtenir des réflexions sur Jupiter, la plus grande des planètes du système solaire [22]. Pendant cette expérience les ondes radio avaient à franchir 1 milliard 200 millions de kilomètres. Le signal en retour était extrêmement affaibli et, pour le déceler, il a fallu intégrer l'énergie reçue pendant plus de vingt heures. Aux U.S.A. le contact radio sur Jupiter a été fait en octobre - novembre 1963 [23].

Dans le tableau I sont données les distances des planètes au moment de la localisation radio, le temps mis par les ondes pour parcourir l'aller et retour, ainsi que la puissance du signal reçu sur la planète entière (observations faites en U.R.S.S.).

TABLEAU I

Planète	Epoque des opérations	Puissance en watts du signal reçu par la planète	Distance en millions de km	Temps de propagation du signal en minutes
Vénus	avril 1961	15	43-48	5
	octobre-décembre 1962	23-9	40-65	4,5-7
Mercure	juin 1962	1	83-88	9-10
Mars	février 1963	1,2	100-101	11
Jupiter	septembre-octobre 1963	13	592-600	66-67

2. Mesure des distances de la terre aux planètes

Nous savons que les ondes radio se propagent de la terre vers les planètes suivant le chemin le plus court, avec une vitesse égale à celle de la lumière. En mesurant le temps de parcours des ondes, il est possible de déterminer la distance jusqu'à la planète et à divers points sur sa surface. On peut obtenir une très grande précision de mesure dans cette opération, vu qu'actuellement la vitesse de la lumière est connue avec une exactitude de un millionnième et la mesure du temps peut être exécutée avec une précision

meilleure que le cent millionnième de la durée de l'intervalle à mesurer.

Il existe diverses méthodes pour mesurer les distances à l'aide d'ondes radio. Nous ne parlerons que d'une seule, celle de la modulation linéaire en fréquence, utilisée par nous en 1962 pour la localisation de Vénus au radar. Dans ce procédé la fréquence des ondes rayonnées par l'émetteur variait périodiquement suivant une loi en dents de scie. La variation des signaux réfléchis à l'entrée du récepteur (fig. 1) suivait la même loi, mais avec un retard égal au temps de propagation du signal jusqu'à la planète et retour.

La fréquence des oscillations à la sortie du récepteur était égale à la différence des fréquences du signal réfléchi et de l'hétérodyne locale. Pendant la réception, la fréquence de l'hétérodyne variait suivant la même loi en dents de scie que la fréquence de l'émission (fig. 1), mais avec le retard de la propagation aller-retour à la planète. Dans ce but la modulation en fréquence de l'hétérodyne débutait au moment t_1, donné par le calcul et correspondant au retour du signal.

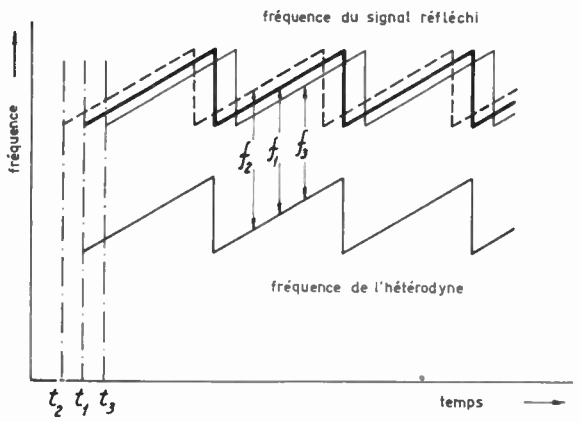


FIG. 1. — Variation de la fréquence à la sortie du récepteur en fonction du moment du retour du signal réfléchi, la distance étant mesurée par la méthode de la modulation de fréquence.

La différence des fréquences du signal et de l'hétérodyne dépendait de la distance mesurée. Ainsi, dans le cas où la valeur calculée était égale à la distance réelle, le début de la modulation de l'hétérodyne a la réception correspondait d'une manière précise au moment t_1 de l'arrivée du signal réfléchi (ligne grasse sur la fig. 1), la fréquence f_1 étant celle calculée. Si le signal réfléchi arrivait plus tôt, au moment t_2 (ligne en pointillé), la fréquence à la sortie du récepteur devenait plus élevée que la valeur nominale, sa valeur passant à f_2. Dans le cas d'une distance plus élevée que celle supposée par le calcul, le signal réfléchi arrivait plus tard, au moment t_3 (ligne fine continue) et la fréquence à la sortie du récepteur f_3 se trouvait inférieure à la fréquence nominale. La correction de la valeur de la distance calculée était déterminée d'après la différence de la fréquence à la sortie du récepteur par rapport à la valeur nominale. La mesure des distances jusqu'aux planètes par radar donne un procédé sûr pour la détermination de l'unité fondamentale de longueur dans le système solaire, l'unité astronomique.

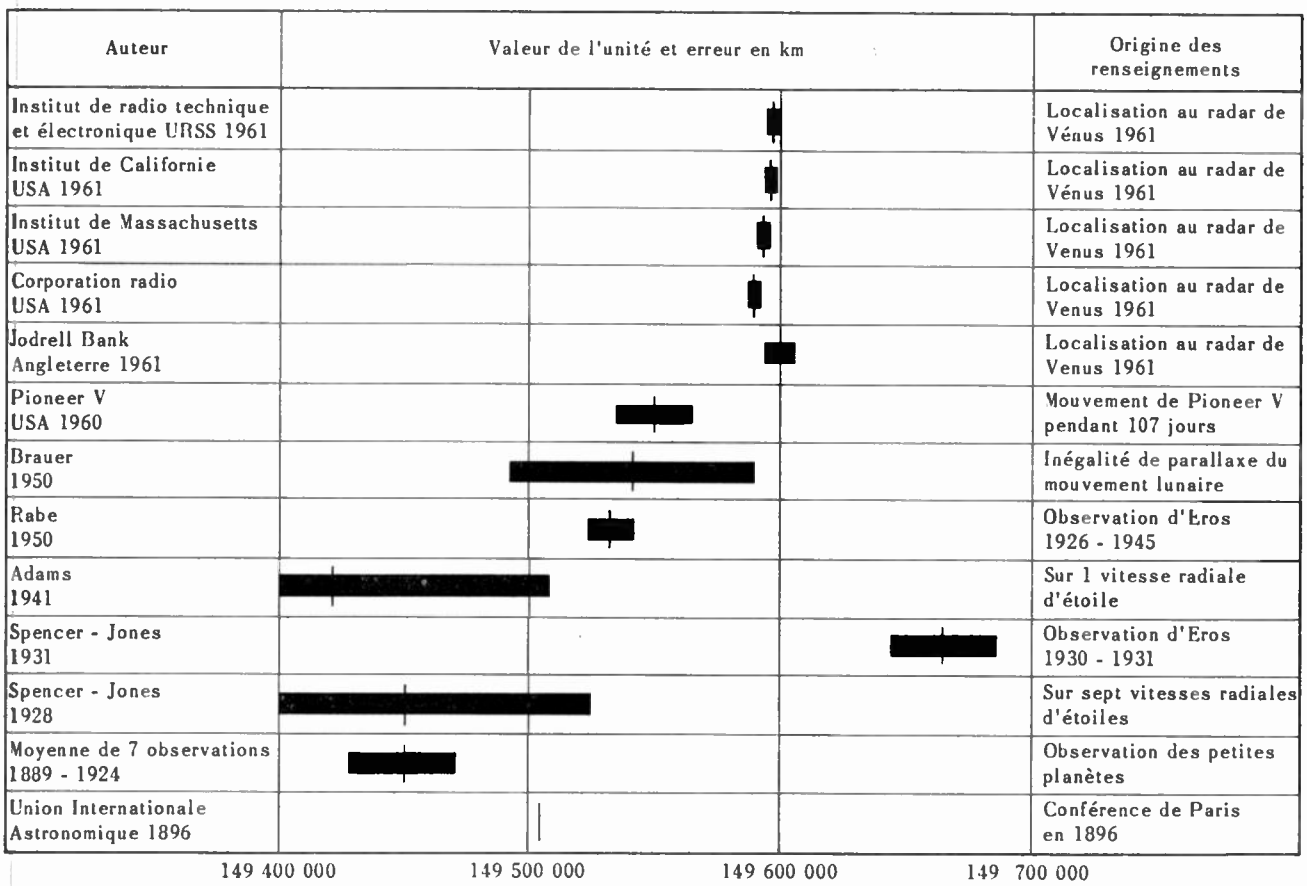


FIG. 2. — Résultats de la détermination de l'unité astronomique par procédés radio et par méthodes astronomiques

3. Détermination de l'unité astronomique

En partant de la valeur moyenne de la distance entre la terre et le soleil les méthodes de la mécanique céleste permettent le calcul très précis de toutes les distances dans le système planétaire. Cette valeur porte la désignation d'unité astronomique. En calculant la distance jusqu'à une planète en unités astronomiques et en la mesurant ensuite à l'aide du radar en unités de longueur terrestres (kilomètres), on peut déterminer la valeur de l'unité astronomique.

Antérieurement l'unité astronomique a fait l'objet de multiples déterminations à l'aide de diverses méthodes. Les résultats des méthodes de mesures astronomiques fondamentales de cette unité, et ceux des mêmes mesures effectuées par radar en 1961 sont représentés sur la figure 2. Les rectangles ombrés représentent les évaluations des erreurs de mesures, données par leurs auteurs-mêmes. Les diverses déterminations astronomiques donnent des valeurs pour l'unité astronomique se situant entre 149,4 et 149,7 millions de kilomètres.

Les mesures par radar de 1961 ont donné, comme on le constate sur le dessin, des résultats concordants et de beaucoup plus précis que tout ce qu'on avait eu auparavant. La sureté de ces résultats ne fait aucun doute, les mesures ont été exécutées indépendamment dans trois pays sur des longueurs d'ondes différentes et les divergences sont dans les limites de l'erreur admise. Les mesures ont été répétées de nombreuses fois, la sensibilité de l'appareillage était suffisante pour enregistrer avec certitude le signal réfléchi sur Vénus.

Les résultats de la mesure de l'unité astronomique d'après les observations de Vénus au radar en 1961 et 1962 sont représentés séparément sur la figure 3 à échelle agrandie. D'après ces mesures, la valeur de l'unité astronomique est située entre 149 596 000 et 149 600 000 kilomètres.

Sur le même dessin sont indiquées les fréquences des émetteurs radar. Leurs valeurs limites (50 - 2 388 MHz) sont presque dans le rapport 50. Dans le cas où la présence de particules chargées dans l'espace interplanétaire aurait une influence essentielle sur la propagation des ondes de cette bande, la distance mesurée serait plus faible pour les ondes plus courtes, moins sujettes aux influences d'un milieu ionisé que les ondes plus longues. L'absence de toute liaison visible entre les valeurs obtenues pour l'unité astronomique et la fréquence utilisée pour les mesures montre que l'influence du milieu interplanétaire s'englobe dans les limites des erreurs de mesure.

Les données de la figure 3 ont été obtenues d'après les observations du mouvement d'une seule planète. La localisation de Mercure et de Mars au radar en 1962-1963 a donné la possibilité d'exécuter des mesures indépendantes de l'unité astronomique, en se servant encore de deux autres planètes. Ces mesures ont donné des résultats similaires à ceux obtenus avec Vénus.

Avant les mesures au radar, on était d'accord pour estimer comme valeur la plus certaine de l'unité astronomique le chiffre de 149 532 000 ± 7 000 km obtenu par RABE [26] à l'aide d'observations sur la petite planète Eros en 1926-1945 (fig. 2). L'erreur de détermination de RABE, comme les mesures au radar l'ont prouvé, représentait 64 à 68 000 km, c'est-à-dire qu'elle était une centaine de fois plus importante qu'à présent. Cette précision était tout-à-fait insuffisante pour le guidage des mobiles interplanétaires. Une plus grande précision de la valeur de l'unité astronomique est limitée non pas par les possibilités de l'appareillage radar, mais par nos

Auteur	Fréquence en MHz	Valeur de l'unité astronomique et évaluation de l'erreur de mesure en km	
Institut de Radiotechnique et d'électronique URSS - 1962	env. 700	149 598 100 ± 750	[29]
Institut de Californie USA - 1962	2388	149 598 900 ± 670	[25]
Bureau National des Standards USA-1962	49,92	149 597 000 ± 100	[24]
Jodrell Bank Angleterre 1962	410,25	149 596 600 ± 900	[14]
IRE - URSS 1961	env. 700	149 599 300 ± 2000	[12]
Institut de Californie USA - 1961	2388	149 598 640 ± 200	[25]
Institut du Massachusetts USA - 1961	440	149 598 000 ± 300	[24]
Radiocorporation américaine USA - 1961	438	149 596 000 ± 900	[24]
Jodrell Bank 1961	408	149 600 000 ± 5000	[11]

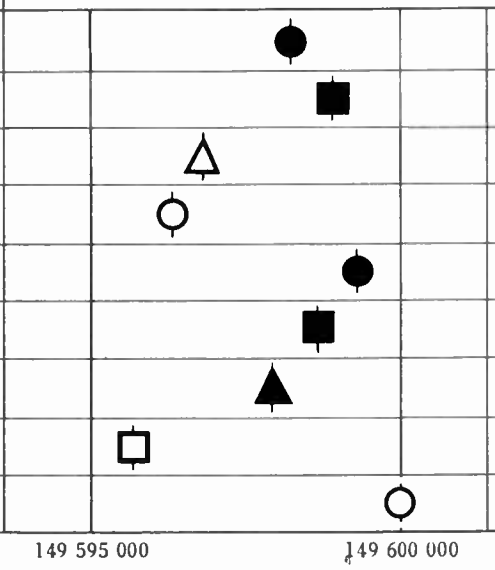


FIG. 3. — Résultats de la détermination de l'unité astronomique d'après les observations de Vénus au radar en 1961 et 1962. La vitesse de la lumière a été supposée égale à 299 792,5 km/s ; le rayon de Vénus à 6100 km. Pour les mesures faites en U.R.S.S., il a été donné la valeur maximale de l'erreur, tenant compte de l'erreur de l'équipement, de l'approximation de la connaissance de la vitesse de propagation des ondes radio, du rayon de Vénus et de l'erreur des éphémérides. Pour les autres mesures ces erreurs n'ont pas été entièrement escomptées.

connaissances insuffisantes des paramètres de l'orbite de Vénus, de son rayon et de la valeur de la vitesse de la lumière.

3. Précision accrue sur les paramètres de l'orbite et le rayon de Vénus

Les mesures précises de la distance de la planète poursuivies pendant une durée de temps suffisant permettent, en plus de l'unité astronomique, la détermination, avec grande exactitude, de divers paramètres de l'orbite (excentricité, localisation sur le trajet, etc.) ainsi que du rayon de Vénus. Ainsi, par exemple, si les dimensions de l'orbite sont bien connues, mais si la planète se trouve sur son orbite en avant de l'endroit calculé, cela indique, avant la conjonction (quand la planète se rapproche) que la distance mesurée est plus faible que la distance calculée ; plus grande, au contraire après la conjonction (quand la planète s'éloigne).

Cette possibilité d'amélioration de la précision peut être observée sur les résultats de nos mesures de la distance de la terre à Vénus en octobre-décembre 1962 [13] sur la figure 4. Nous y avons indiqué par des

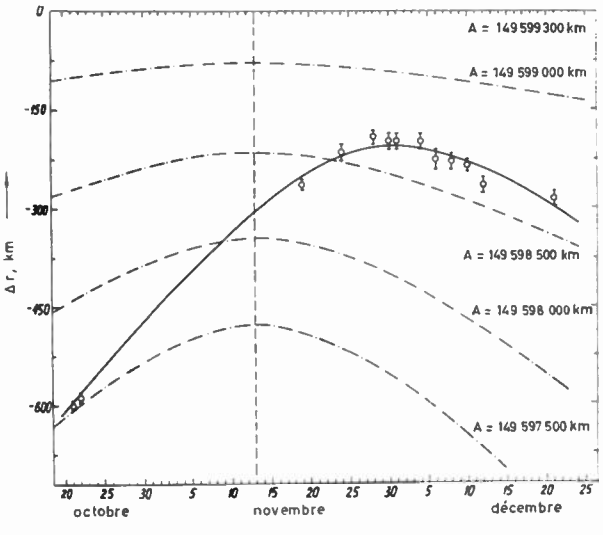


FIG. 4. — Variation dans le temps de la différence entre la distance émetteur-Vénus calculée et la distance mesurée.

cercles les variations, en fonction de la date des observations, de la valeur $\Delta\tau$ représentant la différence entre la distance mesurée et la valeur calculée en se basant sur nos connaissances antérieures de l'orbite de Vénus. Près des cercles sur le dessin sont indiquées les erreurs totales journalières de mesure pour la date donnée, ce qui représentait 7 à 15 km.

En trait mixte, on a marqué sur la figure comment aurait dû varier cette valeur pour diverses grandeurs de l'unité astronomique. En particulier, si cette dernière avait été égale à $A = 149\,599\,300$ km, ce que nous avions trouvé aux mesures de 1961 et utilisé pour nos calculs, les points expérimentaux, en absence d'autre erreur, se seraient alignés le long de l'axe horizontal.

La non-coïncidence des points expérimentaux avec les courbes est un témoignage de la nécessité de rechercher une précision meilleure, non seulement pour la valeur de l'unité astronomique mais aussi pour les paramètres de l'orbite et le rayon utilisés pour calculer les distances de Vénus à la terre. En particulier, en adoptant la valeur de 149 579 000 km pour l'unité astronomique et 6 020 km pour le rayon de Vénus et en admettant que la position réelle de son centre de gravité sur l'orbite soit décalée de 270 km dans le sens du mouvement par rapport à la position calculée, la valeur $\Delta\tau$ varie comme l'indique le trait continu de la figure 4. On voit qu'elle suit assez bien les points expérimentaux. La valeur de ce décalage ne représente que 2 % du diamètre de Vénus, le déceler optiquement est très difficile.

Les observations optiques, contrairement à celles par radar, nous donnent le rayon de la limite extérieure de la couche de nuages. D. MARTYNOV, en observant l'occultation de l'étoile Regulus par Vénus, a déterminé la valeur de ce rayon à 6 100 ± 34 km [27]. En prenant la différence des rayons mesurés optiquement et par radar, on peut déterminer la hauteur de la couche nuageuse sur Vénus. Cependant, la précision des mesures dont on dispose pour le moment est insuffisante.

5. Étude de la surface des planètes

Un cosmonaute, s'apprêtant à partir pour Vénus, cherchera d'abord à savoir ce qu'il trouvera sur sa surface : est-ce un océan aqueux continu, ou une plaine inondée de pétrole [28] ? Le radar, appliqué à l'étude des planètes a déjà partiellement répondu à ces questions.

L'intensité de la réflexion des ondes radio en direction de l'émetteur dépend, en plus des dimensions géométriques de la planète, de sa structure et du coefficient de réflexion de sa surface. On peut avoir une idée de sa structure en comparant les valeurs de l'énergie des signaux réfléchis par les divers éléments de sa surface.

Le front des ondes rayonnées par l'émetteur en arrivant sur la planète commence par toucher le point le plus rapproché de la terre (le point A au centre du disque de la planète sur la figure 5), puis des zones plus éloignées dessinant dans le plan des cercles

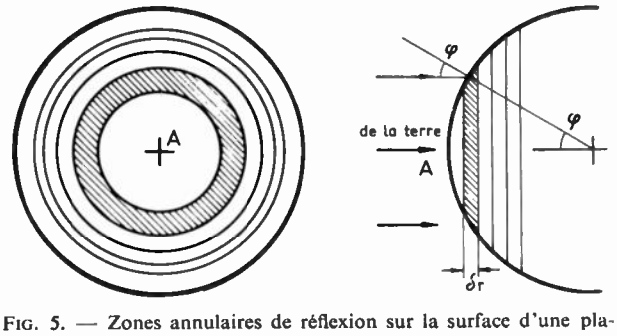


FIG. 5. — Zones annulaires de réflexion sur la surface d'une planète irradiée par une onde plane.

concentriques. Etant donné que la réflexion sur les zones plus éloignées revient vers la terre avec un certain retard, il est possible de distinguer les réflexions des zones consécutives annulaires et de les séparer.

Sur la figure 6 nous indiquons, conformément à nos expériences, comment varie, en valeur relative, l'énergie P des signaux réfléchis sur Vénus en fonction de la distance ΔR du point de réflexion. La position du point A de la figure 5 a été affectée de la valeur 0.

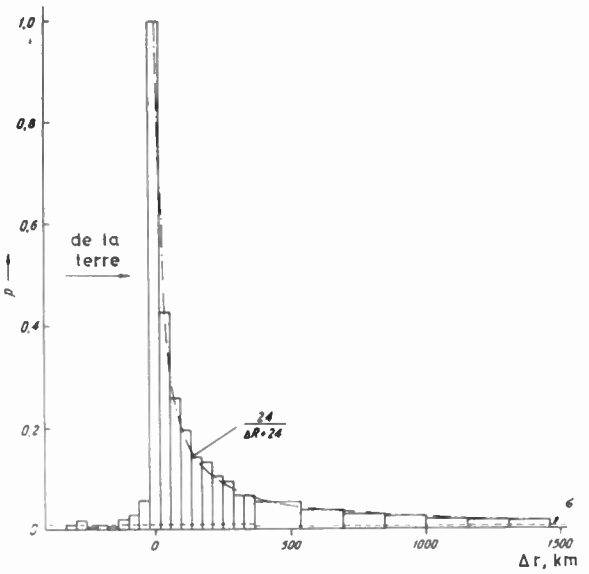


FIG. 6. — Répartition de l'énergie des signaux réfléchis suivant la distance jusqu'au point de la surface de Vénus le plus proche de la Terre. En pointillé : valeur de l'erreur σ provoquée par le bruit dans l'équipement.

Ainsi, la plus grande colonne correspond à l'énergie des signaux réfléchis par la zone du segment sphérique la plus rapprochée de la terre. Les dix premières colonnes représentent l'énergie réfléchie par des zones annulaires d'épaisseur égale $\delta\tau = 38$ km. Les autres zones sont quatre fois plus épaisses. La profondeur de ces zones se détermine par le pouvoir séparateur de l'appareillage. L'énergie correspondant aux valeurs négatives de ΔR est le résultat de la limitation en durée de la période de la modulation en dents de scie du signal, que nous avons utilisé pendant toutes ces expériences.

L'intensité de l'énergie réfléchie diminue avec l'augmentation de la distance ΔR, à peu près suivant l'hyperbole : $p = \dfrac{24}{\Delta R + 24}$ figurée en trait mixte sur la figure 6.

Comme on peut le constater, il fut possible d'enregistrer l'énergie réfléchie par des zones situées 1 500 km plus loin de la terre que le point le plus rapproché de la planète. En se basant sur ces données, on a pu déterminer l'énergie des ondes réfléchies en fonction de l'angle d'incidence φ (fig. 5). Cette loi est représentée sur la figure 7 par une ligne continue (l'énergie est donnée en unités relatives, à l'échelle logarithmique). A titre de comparaison, sur le même dessin sont données, en pointillé, des courbes analogues obtenues à l'exploration par radar de la lune sur des longueurs d'ondes de 68 et de 3,6 cm [3].

La confrontation des données de la figure 7 permet d'établir le fait important que, pour les ondes de 40 cm, les surfaces de Vénus et de la lune présentent à peu près la même structure au point de vue de l'hétérogénéité. Les ondes lumineuses sont réfléchies par la lune comme par une sphère rugueuse à peu près conformément à la loi Lommel-Zéliger (ligne mixte de la fig. 7). La réflexion par Vénus et la lune des ondes radio se rapproche du mode de réflexion par une sphère lisse. La majeure partie de l'énergie des signaux réfléchis vers l'émetteur provient d'une petite tache au centre du disque visible de la planète. On peut admettre, que dans les limites de cette tache, l'orientation de l'onde incidente est normale à la surface de la planète.

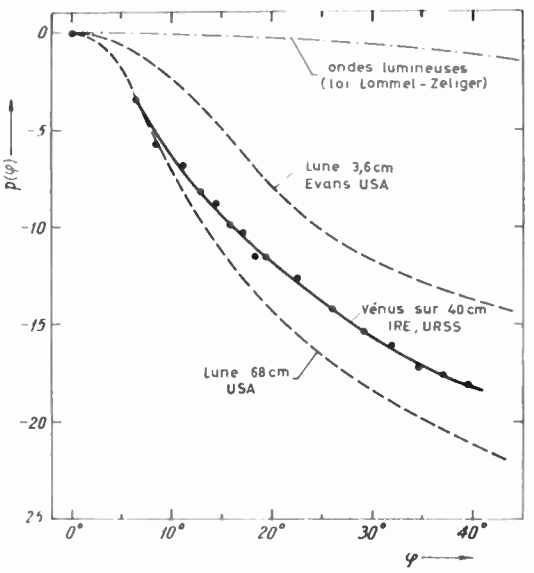


FIG. 7. — Energie réfléchie en fonction de l'angle d'incidence de l'onde pour Vénus et la lune.

On peut déterminer le coefficient de réflexion de la surface de la planète d'après l'intensité des signaux réfléchis et rechercher des matériaux correspondants parmi ceux que nous trouvons sur terre. Le coefficient de réflexion pour incidence normale de quelques matériaux est donné dans le tableau II. Pour les diélectriques, sa valeur (ρ) dépend de la constante diélectrique du matériau $|\varepsilon|$:

$$\rho = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}-1}{\sqrt{\varepsilon}+1}\right)^2.$$

Le coefficient de réflexion de la surface de Vénus, d'après les mesures faites en U.R.S.S. sur ondes de 40 cm et aux U.S.A. sur ondes de 68 et de 12,5 cm, se chiffre par 10 à 15 % (c'est-à-dire qu'il est de

TABLEAU II

Matériau de la surface réfléchissante	Constante diélectrique	Coefficient de réflexion %
Quartz cristallin	4,5	13
Quartz fondu	3,5 - 4,1	9 - 11,5
Sable de quartz	3,0	7
Marbre	8,3	23
Pétrole	2,1	3,5
Eau douce	80	64
Eau de mer	conducteur	env. 100

1,5 à 2 fois plus élevé que pour la lune). Il faut noter que sa valeur ne variait que peu d'un jour à l'autre. ce qui indiquerait que la surface de Vénus (au moins la partie qui a fourni les réflexions) est d'une structure plus ou moins uniforme, contrairement à la surface terrestre. Un coefficient de réflexion similaire pour les ondes radio est accusé par certaines roches terrestres (tableau II). La valeur du coefficient de réflexion est trop élevée pour admettre que la surface de Vénus soit totalement recouverte par du sable ou par du pétrole. Elle est, par contre, trop faible pour appuyer l'hypothèse d'une surface totalement recouverte par l'océan.

La localisation de Mars par radar, effectuée en 1963 en U.R.S.S. sur onde de 40 cm et aux U.S.A. sur ondes de 12,5 cm, a fourni des données sur le coefficient de réflexion de la surface de cette planète. Sur la figure 8 est représentée une carte de Mars, sur laquelle un trait horizontal indique la région dont nous avons obtenu des signaux réfléchis.

Le coefficient de réflexion de la surface variait dans de larges limites au fur et à mesure que Mars présentait divers côtés vers la terre. Dans le bas de la figure, en dessous de la carte de Mars, nous avons indiqué les variations du coefficient de réflexion en fonction de la longitude du lieu réfléchissant, conformément aux observations faites en U.R.S.S. [20] et aux U.S.A. [21]. Les deux courbes accusent une certaine corrélation mutuelle. D'après ces renseignements, il semblerait que les parties sombres, qu'on qualifie de mers, réfléchissent mieux que les régions claires, qualifiées de continents. Le coefficient de réflexion moyen de la surface de Mars, d'après nos observations s'est avéré comme égal à 7 % (comme pour la lune). Aux U.S.A., il a été trouvé deux fois plus faible. Il est possible que cela s'explique par une variation de la réflexion en fonction du raccourcissement de la longueur d'onde.

Pendant nos observations, il y avait des jours où il était impossible d'enregistrer des réflexions, peut-être à cause des variations des propriétés réfléchissantes de Mars. Des observations ultérieures avec un équipement plus sensible doivent fournir des données plus précises concernant la surface de Mars.

Conformément à nos observations sur ondes d'environ 40 cm, le coefficient de réflexion de Mercure est d'environ 6 %. Celui de Jupiter dépasse 10 %.

6. La période de rotation de Vénus

Jusqu'à la mise en œuvre des observations par radar, la période de rotation de Vénus ainsi que l'inclinaison de son axe restaient indéterminées. Le temps de rotation était évaluée entre 15 heures et 225 jours [28]. En étudiant Vénus au radar en 1962, tant en U.R.S.S. qu'aux U.S.A., on a pu déterminer sa période de rotation d'après l'élargissement des spectres de signaux à leur réflexion sur la planète.

Du fait de la rotation, les divers éléments de la surface planétaire ont des vitesses différentes par rapport à l'émetteur. Par suite de l'effet Doppler la

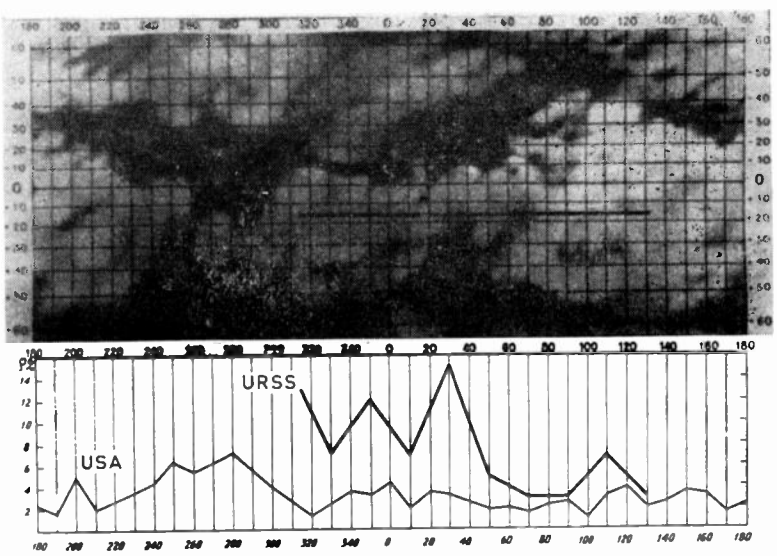


FIG. 8. — Carte astronomique de Mars et variations du coefficient de réflexion de sa surface, d'après les observations faites en U.R.S.S. et aux U.S.A.

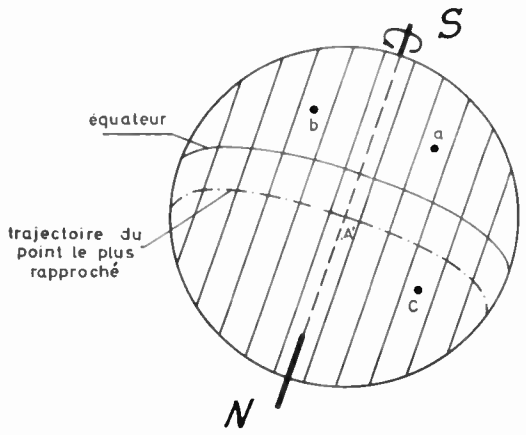


FIG. 9. — Schéma explicatif de l'élargissement de la ligne spectrale du signal quand la réflexion a lieu sur une planète en rotation. Les points *a* et *c* se rapprochent de l'observateur, *b* s'en éloigne.

fréquence des signaux réfléchis se décale en fonction de la vitesse des éléments réfléchissants. Ainsi, par exemple, le point *a* de la figure 9, qui se rapproche de nous, donnera une réflexion de fréquence plus élevée que le point *b* qui s'éloigne de nous. Les réflexions sur le point *C* seront à fréquence encore plus élevée étant donné la plus grande vitesse de ce point.

La figure 10 représente le spectre moyen pour deux mois d'observations de signaux réfléchis obtenus lors d'irradiations monochromatiques de Vénus avec une onde d'environ 40 cm. La stabilité de la fréquence de l'émetteur était suffisante pour utiliser

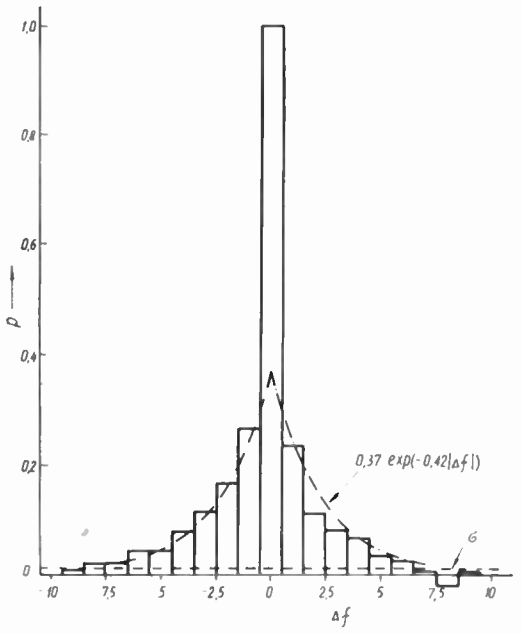


FIG. 10. — Spectre moyen des signaux réfléchis sous l'effet d'une irradiation monochromatique de Vénus avec une onde d'environ 40 cm.
Δf décalage de la fréquence par rotation de la planète.
En pointillé : valeur de l'erreur σ provoquée par le bruit de l'équipement.

à l'analyse des filtres avec bande passante de largeur 1 Hz. Un dispositif spécial compensait pendant la mesure le décalage moyen de la fréquence du signal provoqué par le mouvement relatif de l'émetteur et du centre de Vénus. Ce dispositif n'introduisait aucune erreur appréciable. Chaque colonne sur la figure 10 représente l'énergie des signaux réfléchis par des éléments de la surface, qui se projettent sur le disque visible de la planète sous l'aspect de bandes parallèles à l'axe de rotation comme indiqué en figure 9.

Le spectre des signaux réfléchis n'était pas de la même largeur tous les jours. C'est la preuve que la rotation de Vénus variait. par rapport à l'émetteur Cette rotation relative qu'il serait possible de remarquer en observant au télescope le déplacement des détails sur la surface de Vénus si elle n'était pas recouverte par les nuages, est provoquée par deux causes : la rotation propre de Vénus (qui doit précisément être déterminée et dont la valeur est constante) et le déplacement relatif Vénus - terre. L'origine de cette dernière composante peut être expliquée par l'analogie avec une personne qui contourne un globe immobile. Quoique ce dernier ne bouge pas, on a l'impression qu'il tourne dans le sens inverse du mouvement de la personne. Cette composante peut être calculée théoriquement.

La figure 11 représente les variations de la rotation relative de Vénus. Elles ont été calculées pour diverses valeurs de la période T dans le cas où l'axe de la planète est perpendiculaire au plan de l'orbite.

Sur le même dessin ont été portés les points expérimentaux d'après les observations faites en U.R.S.S. [13] et aux U.S.A. [15]. Dans ce but, le spectre obtenu expérimentalement à des jours diffé-

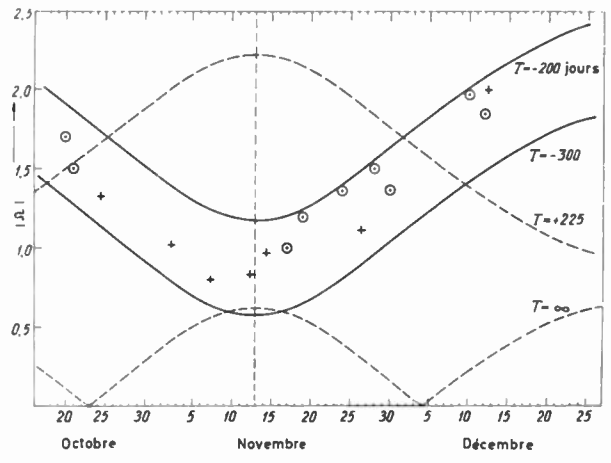


FIG. 11. — Détermination de la période de rotation de Vénus d'après les observations faites en U.R.S.S. (cercles) et aux U.S.A. (croix).
Ω vitesse angulaire en degrés/jour de la rotation de Vénus par rapport à l'émetteur ;
T période de rotation propre de Vénus en jours : $T=\infty$ si la planète ne tourne pas, pour $T=225$ jours (durée du tour de Vénus autour du Soleil) elle tournerait toujours la même face vers le soleil (comme la lune par rapport à la terre). Les valeurs négatives de T indiquent une rotation rétrograde par rapport à sa course autour du soleil.

rents par observation directe, était comparé à celui calculé pour diverses vitesses de rotation d'après les données sur l'énergie réfléchie en fonction de l'angle d'incidence des ondes (fig. 7). On constate sur la figure que les données expérimentales se rapprochent d'une rotation rétrograde avec une période de 200 à 300 jours terrestres. Jusqu'à présent, une rotation rétrograde n'a été observée que sur la planète Uranus. La bonne coïncidence des données expérimentales obtenues indépendamment sur les ondes de 40 et 12,5 cm est une preuve que la réflexion de ces ondes a lieu directement sur la surface même de Vénus et non sur des couches ionisées éventuelles qui l'entourent.

On suppose que l'existence d'un champ magnétique sur une planète serait un effet de sa rotation. Cette correspondance peut être vérifiée pour les corps célestes pour lesquels on connaît la période de rotation et la valeur du champ magnétique. Ainsi, la terre et Jupiter (l'existence d'un champ magnétique intense sur ce dernier est confirmé par les observations radio-astronomiques) peuvent servir d'exemples de planètes à rotation rapide et à champ magnétique intense. Par contre, pour la lune, qui accomplit un tour en 27 jours, l'absence d'un champ magnétique appréciable a été confirmée par mesure directe à bord des fusées soviétiques en 1959. Aussi, il semblerait que la lente rotation de Vénus serait un témoignage indirect de l'absence de champ magnétique intense sur cette planète. Du reste, quand la fusée cosmique américaine « Mariner 2 » est passée au voisinage de Vénus en décembre 1962, on n'a pas observé de champ magnétique sur cette planète.

Pour Mars, dont la période de rotation, contrairement à celle de Vénus, est connue (24 h 37 mn), on a réussi à obtenir quelques indications sur la structure de la surface d'après les caractéristiques des spectres des signaux réfléchis. Le spectre des signaux que nous avons reçus fut analysé à l'aide de filtres à bandes passantes de 4 Hz. Il est représenté sur la figure 12. Suivant l'axe des abscisses, sont portées la différence entre les fréquences d'accord des filtres et la fréquence centrale (Δf) ; en ordonnées, le rapport de l'énergie des signaux reçus dans la bande de chaque filtre $|p|$ et de la moyenne quadratique de l'erreur de mesure, provoquée par le bruit de l'équipement $|\sigma|$. Le filtre central devait recueillir les signaux réfléchis se rapportant à la bande centrale de la figure 9.

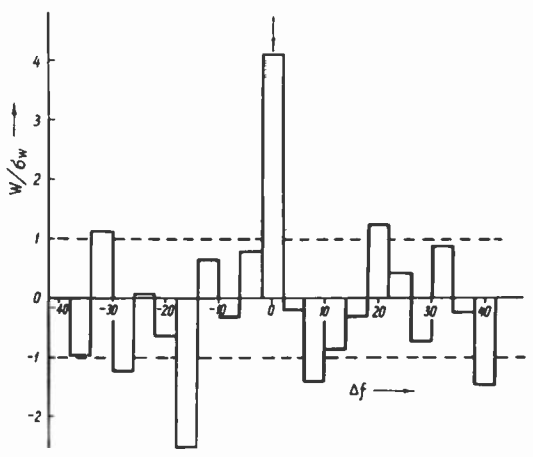


FIG. 12. — Spectre des signaux réfléchis sur Mars dans le cas d'une irradiation monochromatique sur onde d'environ 40 cm.

On peut calculer que sur l'onde d'environ 40 cm, la bande totale de la largeur du spectre des signaux réfléchis par Mars dépasse 2 000 Hz. Cependant, en pratique, le spectre des signaux reçus fut très étroit (fig. 12). Etant donné la rotation rapide de la planète, l'étroitesse du spectre indiquerait que la surface de Mars comporterait des suites d'espaces horizontaux unis.

7. Conclusion

Des études ultérieures au radar pour d'autres positions de Vénus sur son orbite et analysées conjointement avec les renseignements que l'on possède déjà, permettront de préciser, en plus des paramètres de l'orbite et des dimensions de la planète, les paramètres de l'orbite propre de la terre ainsi que la masse de la lune.

Le problème à l'ordre du jour pour les études des planètes au radar est l'exploration de la structure de leur surface. L'antenne d'un émetteur radar ne possède pas le haut pouvoir séparateur angulaire d'un télescope optique. Mais la séparation des signaux dans le temps et d'après la fréquence permet, comme nous l'avons vu ci-dessus, de distinguer des réflexions renvoyées par des éléments différents de la surface de la planète.

Moyennant un équipement suffisamment sensible, ces données permettent de dresser une carte d'après les réflexions radar. L'érection de nouvelles grandes antennes, équipées d'émetteurs puissants rend ce problème parfaitement soluble.

BIBLIOGRAPHIE

[1] WITT J.H. de, STODOLA E.K. — Detection of Radio Signals Reflected from the Moon, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **37**, 229, 1949.

[2] BAY Z. — Reflection of Microwaves from the Moon, *Hungarica Acta Physica*, **1**, 1, 1946.

[3] EVANS J.V. and PETTENGILL G.H. — The Scattering Behavior of the Moon at Wavelengths of 3.6, 68, and 784 Centimeters, *J. Geophys. Res.*, **68**, 423, 1963. Mêmes auteur : The Radar Cross Section of the Moon, *J. Geophys. Res.*, **68**, 5098, 1963.

[4] YAPLEE B.S., BRUTON R.H., GRAIG R.J., ROMAN N.G. — Radar Echoes from the Moon at a Wavelength of 10 cm, *Proc. IRE*, **46**, 293, 1958.

[5] GREEN P.E. and PETTENGILL G.H. — Exploring the Solar System by Radar, *Sky and Telescop*, **20**, Nos 2,3, 1960.

[6] PRICE R., GREEN P.E., GOBLICK T.J., KINGSTON R.H., KRAFT L.G., PETTENGILL G.H., SILVER R., SMITH W.B. — Radar Echoes from Venus, *Science*, **129**, 751, 1959.

[7] EVANS I.V., TAYLOR G.N. — Radio Echo Observations of Venus, *Nature*, **184**, 1358, 1959.

[8] PETTENGILL G.H., BRISCOE H.W., EVANS J.V., GEHRELS E., HYDE G.M., KRAFT L.G., PRICE R. and SMITH W.B. — A Radar Investigation of Venus, *Astron. J.*, **67**, 181, 1962.

[9] VICTOR W.K. and STEVENS R. — The 1961 JPL Venus Radar Experiment, *IRE Trans. PGSET* 8, **2**, 84, 1962.

[10] MARON I., LUCHAK G. and BLITZSTEIN W. — Radar Observation of Venus, *Science*, **134**, 1419, 1961.

[11] THOMSON J.H., TAYLOR G.H., PONSONBY J.E., ROGER R.S. — A New Determination of the Solar Parallax by Means of Radar Echoes from Venus, *Nature*, **190**, 519, 1961.

[12] KOTELNIKOV V. et autres. — Résultats obtenus à l'étude de Vénus au radar en 1961. *Radiotechnique et Electronique*, **7**, 1860, 1962.

[13] KOTELNIKOV V. et autres. — Les observations au radar de Vénus en U.R.S.S. en 1962. *Ctes rendus Ac. Sc.* de l'U.R.S.S., **151**, 532, 1963.

[14] THOMSON J.H. — Planetary Radar, *Quart. J. Roy. Astron. Soc.*, **4**, 347, 1963.

[15] GOLDSTEIN R.M., CARPENTER R.L. — Rotation of Venus : Period Estimated from Radar Measurements, *Science*, **139**, 910, 1963.

[16] KLEMPERER W.K., OCHS G.R. and BOWLES K.L. — Radar Echoes from Venus at 50 Mc/sec, *Astron. J.*, **69**, 22, 1964.

[17] JAMES J.C. and INGALLS R.P. — Radar Observations of Venus at 38 Mc/sec, *Astron. J.*, **69**, 19, 1964.

[18] KOTELNIKOV V. et autres. — Localisation au radar de la planète Mercure. *Ctes Rendus Ac. Sc.* de l'U.R.S.S., **147**, 1320, 1962.

[19] CARPENTER R.L., GOLDSTEIN R.M. — Radar Observation of Mercury, *Science*, **142**, 381, 1963.

[20] KOTELNIKOV et autres. — La localisation au radar de la planète Mars en U.R.S.S. *Ctes Rendus Ac. Sc.* de l'U.R.S.S., **151**. 811, 1963.

[21] GOLDSTEIN R.M., GILLMORE W.F. — Radar Observations of Mars, *Science*, **141**, 1171, 1963.

[22] KOTELNIKOV et autres. — Localisation au radar de la planète Jupiter. *Ctes Rendus Ac. Sc.* de l'U.R.S.S., **155**, 1037, 1964.

[23] GOLDSTEIN R.M. — Radar Observations of Jupiter, *Science*, **144**, 842, 1964.

[24] SHAPIRO I.I. — Radar Determination of the Astronomical Unit, Paper presented to IAU Symposium, N° 21, Paris, 1963.

[25] MUHLEMAN D.O. — Relationship between the System of Astronomical Constants and the Radar Determinations of the Astronomical Unit, *Tech. Rept.*, N°. 32-477 JPL, 1964.

[26] RABE E. — Derivation of Fundamental Astronomical Constants from the Observations of Eros during 1926-1945, *Astron. J.*, **55**, 112, 1950.

[27] MARTYNOV D. — Le rayon de Vénus. *Revue Astronomique soviétique*, **37**, 848, 1960.

[28] MOORE P. — The Planet Venus, The Macmillan Company, New York, 1959.

[29] KOTELNIKOV V. et autres. — Les progrès de la localisation au radar des planètes. *La Nature* (revue soviétique), N° 9, 1964.

RECHERCHE DES SIGNAUX POUR RADAR A CORRÉLATION

PAR

M. NICOLAS et R. POGGI

Ingénieurs à ELECMA
Division électronique de la SNECMA

NOTATIONS

$s_e(t)$	: signal complexe émis par le radar.
$s'(t)$	: signal complexe réfléchi par la cible.
$s_r(t)$	: signal à l'entrée du récepteur.
$n(t)$	: bruit à l'entrée du récepteur.
τ	: retard.
v	: décalage Doppler.
$A(\tau, v)$	: fonction d'ambiguïté.
$\psi(\tau, v)$	$= \lvert A(\tau, v)\rvert^2$.
$h(t)$	: réponse impulsionnelle d'un filtre.
$H(f)$	$= \mathcal{F}[h(t)]$: fonction de transfert du filtre.
$\mathcal{F}[\ ]$	: transformée de Fourier.
$\mathcal{F}^{-1}[\ ]$	: transformée de Fourier inverse.
$s^*(t)$	: complexe conjugué de $s(t)$.
$x(t) * y(t)$	: produit de convolution de $x(t)$ et $y(t)$.
$R_s(\tau)$	: fonction d'autocorrélation de $s(t)$.
$R_{sn}(\tau)$	: fonction d'intercorrélation de $s(t)$ et $n(t)$.
F.d.A	: fonction d'ambiguïté.

1. Introduction

Le problème de la détection d'un objet par un système Radar est avant tout un problème d'identification.

A l'origine, il s'agissait simplement de détecter la présence ou l'absence d'un objet dans l'espace, appelé cible, à l'aide d'un signal électromagnétique réfléchi par cet objet. Puis cette notion d'existence ne permettant pas de distinguer le nombre exact d'objets présents, on a cherché à obtenir les coordonnées de la cible par rapport à un système d'axes liés au radar, par une mesure de site, azimut, distance, c'est-à-dire que l'on a caractérisé la cible par un ensemble de trois paramètres. Cependant la présence de bruit thermique, ou plus généralement l'existence d'interférences (autres cibles, brouillage actif ou passif), les erreurs de mesures, font que la cellule de discrimination devient trop large et que l'on peut trouver deux cibles dans une même cellule. On a donc été conduit à introduire d'autres paramètres, comme la vitesse radiale, pour caractériser une cible.

On peut ainsi généraliser le problème de l'identification de la façon suivante : une cible est caractérisée par un ensemble de valeurs d'un certain nombre de paramètres. Identifier cette cible consiste à extraire du signal reçu toute l'information relative à ces paramètres.

On peut rapprocher ce problème d'un problème de transmission d'information schématisé comme indiqué par la figure 1.

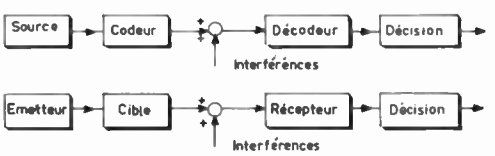


FIG. 1.

Deux méthodes sont disponibles pour assurer la détection :

— la première consiste à mesurer chacun des paramètres séparément,

— la seconde, à comparer directement le signal reçu avec tous les signaux possibles correspondant aux diverses valeurs des paramètres.

La première méthode est celle qui a été utilisée depuis les débuts du radar, où l'on ne s'intéressait généralement qu'à trois paramètres : site, azimut, distance. Les deux angles étaient et sont toujours donnés par la position dans l'espace du pinceau fin d'une antenne, et la distance déterminée par l'instant où l'énergie reçue est supérieure à l'énergie moyenne reçue en l'absence de cible. On a donc été conduit à trouver un récepteur améliorant le « contraste »

existant entre les deux cas, en d'autres termes, améliorant le rapport signal/bruit S/N. Un tel récepteur est dit « adapté » (Matched filter) et son bloc diagramme est donné par la figure 2. On dira qu'il y a cible lorsque l'indicateur présente un maximum.

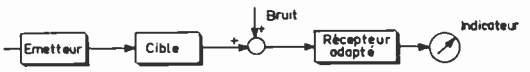


FIG. 2.

La seconde méthode consiste à mesurer la ressemblance entre le signal reçu et le signal émis, modifié de façon à imiter le signal que l'on aurait reçu s'il y avait eu une cible. Le schéma d'un tel récepteur serait donné par la figure 3. On dira qu'il y a cible lorsque l'indicateur présente un maximum.

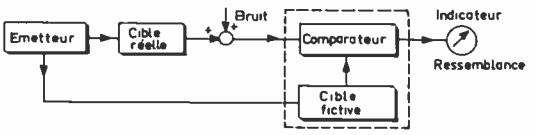


FIG. 3.

Le fait remarquable est que ces deux modes de réception ont conduit au même récepteur, c'est-à-dire le filtre adapté.

En effet si l'on mesure la ressemblance entre les deux signaux par la valeur de leur fonction d'intercorrélation, on remarque que la sortie du filtre optimisant le rapport S/N représente, dans le temps, cette fonction. En d'autres termes, cela revient à remplacer la partie encadrée de pointillés (fig. 3) par un filtre adapté. La décision de présence d'une cible sera prise en fonction de l'existence d'un maximum à la sortie du récepteur. Cette réception est dite *réception à corrélation.*

Dans cette note, après avoir précisé la forme mathématique du filtre adapté et après avoir indiqué les diverses méthodes de réalisation pratique, on introduit la notion importante de *fonction d'ambiguïté.*

On montre ensuite comment on peut caractériser les performances d'un radar à corrélation en termes de fonctions d'ambiguïté, ce qui amène à poser le problème de la synthèse de ces fonctions. On recherche une méthode permettant de trouver des signaux ayant une F.d.A donnée, et la conclusion montre dans quelles voies les recherches doivent être faites pour résoudre un tel problème.

2. Réception adaptée d'un signal noyé dans du bruit

2.1. Réception par corrélation

Soit $s_e(t)$ le signal complexe (*) émis par le radar :

$$s_e(t) = a(t)e^{2\pi j[f_0 t + \varphi(t)]} = u(t)e^{2\pi j f_0 t} ,$$

où $u(t) = a(t)e^{2\pi j\varphi(t)}$ est l'enveloppe complexe du signal,

$\varphi(t)$ = loi de modulation de phase,

f_0 = fréquence porteuse.

On suppose que le signal est normalisé, c'est-à-dire que son énergie est prise égale à l'unité :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |s_e(t)|^2 \, dt = 1 .$$

Le signal réel émis correspondant est :

$$x(t) = \text{Re}\,\{s_e(t)\},$$

où Re $\{s_e(t)\}$ désigne la partie réelle de $s_e(t)$.

Son enveloppe est :

$$|x(t)| = |s_e(t)| = |u(t)|.$$

En assimilant l'effet Doppler à un décalage du spectre du signal d'une fréquence v, appelée fréquence Doppler, le signal réfléchi par la cible s'écrit :

$$s'(t) = Ku(t-\tau)e^{2\pi j(f_0 - v)(t-\tau)} = Ks_e(t-\tau)e^{-2\pi j v(t-\tau)} ,$$

τ représente le retard dû au temps mis par l'onde électromagnétique pour effectuer le trajet aller et retour entre la cible et le radar,

K est un coefficient d'affaiblissement dépendant de la surface équivalente de la cible, de sa distance D au radar, etc.

Le signal présent à l'entrée du récepteur, $s_r(t)$ est composé du signal réfléchi $s'(t)$ et d'interférences $n(t)$ provenant du bruit atmosphérique, d'échos parasites, bruit thermique etc. En supposant que les interférences sont additives, on peut écrire :

$$s_r(t) = s'(t) + n(t),$$

et le système de réception se réduit au schéma de la figure 4.

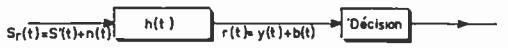


FIG. 4.

On dira qu'une cible est présente, lorsque le signal de sortie du récepteur $r(t)$ présentera un maximum, ou plus souvent, à cause du bruit de sortie $b(t)$, lorsque $r(t)$ dépassera un certain seuil. Avec ce critère de décision, on a donc intérêt à améliorer le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur. On peut démontrer [1] [2] que lorsque le bruit $n(t)$ est blanc gaussien, le filtre optimal, quant à l'amélioration du rapport S/N, est le filtre dit adapté au signal réfléchi, c'est-à-dire un filtre dont la réponse impulsionnelle est :

$$h(t) = s'^*(-t)$$

où l'astérisque désigne le complexe conjugué.

(*) Pour la commodité des calculs, la forme complexe a été utilisée. Les parties réelles et imaginaires de $s_e(t)$ sont reliées par la transformation de HILBERT.

La fonction de transfert d'un tel filtre est :

$$H(f) = s'^*(f),$$

où $s'(f)$ est le spectre du signal $s'(t)$.

La sortie $r(t)$ du filtre est donnée par le produit de convolution de $s_r(t)$ et de $h(t)$, soit :

$$r(t) = s_r(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(\lambda) s'^*(\lambda - t)\, d\lambda$$

On reconnaît en $r(t)$ la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu $s_r(t)$ et le signal émis retardé et décalé en fréquence. Cette réception « adaptée » est dite *réception à corrélation*. On voit donc comment la notion intuitive de corrélation introduite dans le premier paragraphe a été précisée. Dans tout ce qui suit nous supposerons que l'on s'intéresse principalement à l'optimisation du rapport S/N, c'est-à-dire qu'une fois adopté ce mode de réception, le seul degré de liberté dont nous disposons est le choix du signal à émettre. Il reste cependant entendu que dans les cas où l'amélioration du rapport S/N n'est pas essentielle, on pourra choisir un autre filtre pour répondre à d'autres spécifications. C'est le cas notamment des radars dont la puissance disponible à l'émetteur n'est pratiquement pas limitée, ou bien celui où l'on ne cherche à détecter que des cibles de surface équivalente élevée, situées à de faibles distances (radars d'aéroports, etc.).

2.2. Réception par filtre adapté : (matched filter)

En fait, puisque les quantités τ et v ne sont pas connues (c'est là que réside le problème), on ne peut réaliser ce filtre adapté. Cependant si l'on remarque que la réponse d'un filtre ayant pour caractéristique :

$$h_n(t) = s^*(-t) e^{-2\pi j \nu_n t}$$

à un signal reçu caractérisé par (τ, ν_n), présente un maximum à l'instant $t = \tau$, on peut réaliser le système représenté en figure 5 ; on dira qu'il y a cible en (τ, ν_i), si la sortie du filtre $h_i(t)$ présente un maximum à l'instant $t = \tau$.

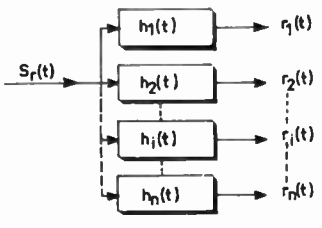


Fig. 5.

2.3. Réception par corrélateurs

Il est souvent impossible de construire un filtre adapté, pour des raisons technologiques ou autres (cas de signaux aléatoires ou non, mais longs et compliqués). On utilise alors une batterie de corrélateurs. Le schéma d'un corrélateur est donné par la figure 6.

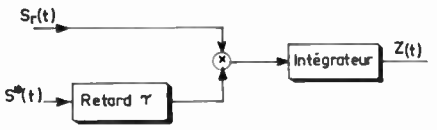


Fig. 6.

La sortie $z(t)$ présentera un maximum si le signal $s_r(t)$ possède un retard τ. Quant à la mesure de la fréquence Doppler, on remarquera que, après multiplication de $s^*(t-\tau)$ et $s_r(t)$, le spectre est le produit de convolution des spectres, il contient donc l'énergie maximale à la fréquence Doppler. Il suffit de placer une quantité suffisante d'intégrateurs qui constituent autant de filtres passe-bande pour déterminer quelle est cette fréquence Doppler. Le schéma du récepteur sera donc celui de la figure 7.

On dira qu'il y a cible en (τ_i, v_j) si, à un instant donné, la sortie z_{ij} est maximale parmi toutes les sorties z_{kl}.

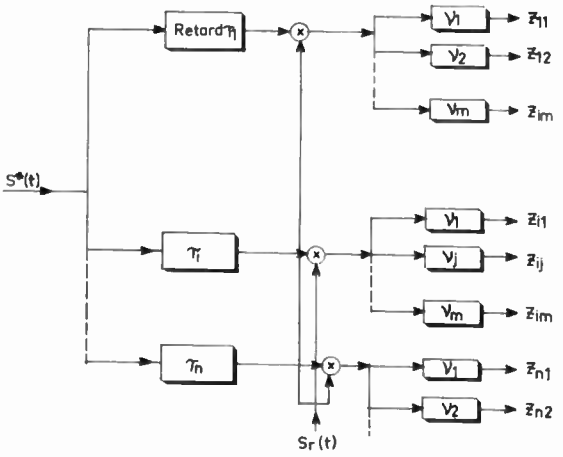


Fig. 7.

3. Fonction d'ambiguïté

3.1. Première définition

On a déjà dit que la décision relative à la présence ou à l'absence de cible était prise en fonction de la présence d'un maximum. Cependant le maximum étant souvent dégradé par la présence du bruit, on est conduit à prendre la décision en fonction d'un seuil. On conçoit dès lors aisément que la valeur de seuil puisse être atteinte pour plusieurs valeurs du couple de paramètres (τ, v) et on ne saura préciser

quels sont les paramètres de la cible : on dira qu'il y a ambiguïté dans la détermination de τ et ν.

On est donc amené à mesurer la « désadaptation » du filtre adapté à un signal (par exemple $\tau = \nu = 0$) lorsque l'entrée est un signal caractérisé par τ et ν.

Considérons le filtre $h(t) = s^*(-t)$.

Si l'entrée est

$$s'(t) = Ks(t-\tau)e^{-2\pi j\nu(t-\tau)} ,$$

la sortie sera

$$y(t) = K\int_{-\infty}^{+\infty} s(\lambda-\tau)s^*(\lambda-t)e^{-2\pi j\nu(\lambda-\tau)}d\lambda ,$$

soit, en posant $u = \lambda-\tau$:

$$y(t) = K\int_{-\infty}^{+\infty} s(u)s^*[u-(t-\tau)]e^{-2\pi j\nu u}du .$$

Si $\tau = \nu = 0$, la sortie $y(t)$ présentera un maximum à l'instant $t = 0$. On mesurera donc la « désadaptation » du filtre par la valeur de $y(0)$ lorsque τ et ν varient :

$$y(0) = K\int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu\tau}dt$$

$$= Ke^{2\pi jf_0\tau}\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu t}dt.$$

En fait, on voit que $y(0)$ possède un terme oscillatoire à fréquence élevée f_0. On ne s'intéressera qu'à l'enveloppe de $y(0)$, c'est-à-dire à la quantité :

$$\psi(\tau,\nu) = \left|\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu t}dt\right|^2 = |A(\tau,\nu)|^2 .$$

Cette fonction $\psi(\tau, \nu)$ est appelée *fonction d'ambiguïté du signal*. Une autre expression de cette fonction est obtenue en prenant la transformée de Fourier $v(f)$ de la fonction $u(t)$.

$$\psi(\tau,\nu) = \left|\int_{-\infty}^{+\infty} v^*(f)v(f-\nu)e^{-2\pi jf\tau}df\right|^2 = |A(\tau,\nu)|^2 .$$

3.2. Autre définition

On peut introduire la fonction d'ambiguïté d'une autre façon, sans tenir compte de la manière dont est effectuée la réception, c'est d'ailleurs ce qui en fait son intérêt : la fonction d'ambiguïté ne dépend que du signal. Par exemple [3], si l'on cherche à caractériser la manière dont diffèrent deux signaux réfléchis par deux cibles différentes, on peut s'intéresser à l'erreur quadratique moyenne c'est-à-dire à la quantité :

$$\varepsilon^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |s_1(t)-s_2(t)|^2dt .$$

Si $s_1(t) = s(t)$ et $s_2(t) = s(t-\tau)e^{-2\pi j\nu(t-\tau)}$

On obtient :

$$\varepsilon^2 = 2\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2\,dt$$

$$-2\,\mathrm{Re}\left\{e^{2\pi j\tau\nu}\int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t-\tau)e^{-2\pi j\nu t}\,dt\right\}.$$

Puisque le premier terme ne dépend que de l'énergie du signal, on voit comment sa forme peut être choisie de façon à minimiser le second terme dans lequel on reconnaît la *fonction d'ambiguïté*. Cette manière de l'introduire montre combien l'étude de cette fonction est importante quand on s'intéresse à la distinction entre deux ou plusieurs cibles (*). Ce point sera développé aux paragraphes 4.3 et 4.4.

3.3. Représentation géométrique : surface d'ambiguité

On peut représenter la fonction $\psi(\tau, \nu)$ par une surface dans l'espace ψ, τ, ν dite *surface d'ambiguïté* (fig. 8).

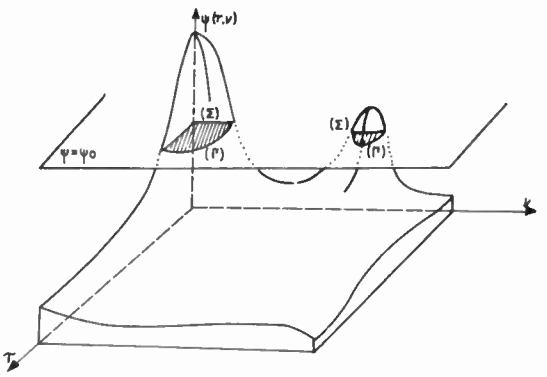


FIG. 8.

Cette surface, de par sa signification physique, présente un pic à l'origine. Le terme d'ambiguïté s'explique assez bien par le fait que s'il nous est donné

(*) *Remarque :*

La seconde façon d'introduire la fonction d'ambiguïté permet de faire une analogie avec un problème d'antenne. Deux signaux réfléchis par deux cibles différentes seront facilement distingués si le pic de la fonction d'ambiguïté est fin et si les niveaux autour de ce pic sont faibles, de la même manière que le pouvoir discriminateur d'une antenne se mesure en largeur de pinceau et en niveau de lobes secondaires. Cette analogie pourrait s'avérer fructueuse par la suite en permettant, dans une certaine mesure, d'étendre aux fonctions d'ambiguïté les méthodes de calcul des antennes, et réciproquement.

d'observer la valeur ψ_0 de la sortie du filtre, toutes les valeurs de τ et ν, correspondant à des points situés sur la courbe (Γ), répondent à la question. Si l'on sait seulement que la valeur de la sortie du filtre est supérieure à ψ_0, les points correspondants appartiennent à la surface (Σ).

4. Fonction d'ambiguïté et performances des radars

4.1. Domaine d'utilisation du radar

Si la fonction d'ambiguïté comporte un pic à l'origine, elle peut cependant en comporter d'autres dans le plan (τ, ν) (fig. 9). On a donc intérêt à définir un domaine d'utilisation du radar et à repousser en dehors de ce domaine les ambiguïtés indésirables.

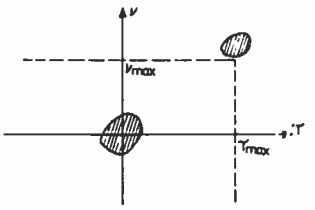


Fig. 9.

Pour diminuer l'ambiguïté résiduelle inévitable dans ce domaine à cause de la présence d'un pic à l'origine, de largeur non nulle, on a intérêt à rendre les flancs du pic très raides.

Il est intéressant de noter que cette condition n'est pas nécessairement satisfaite lorsqu'il existe des conditions semblables dans les plans $\tau = 0$ et $\nu = 0$. Un bon exemple est celui de la fonction d'ambiguïté d'un signal modulé linéairement en fréquence (chirp signal) représenté en figure 10.

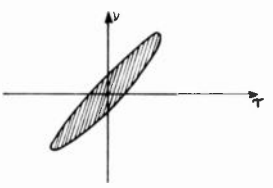


Fig. 10.

Pour ce signal, les sections suivant les plans $\tau = 0$ et $\nu = 0$ sont convenablement « pointues », mais il n'en est pas de même pour la section par un plan $a\tau + b\nu = 0$.

4.2. Influence du bruit thermique

Dans tout ce qui précède, on n'a pas tenu compte du bruit thermique. Ce bruit introduit sur la mesure de τ et de ν une erreur dont la valeur quadratique moyenne est donnée par les formules connues [4] [5] :

$$\varepsilon_\tau = \frac{1}{2\pi B_f \sqrt{R}} \qquad \varepsilon_\nu = \frac{1}{2\pi T_f \sqrt{R}} ,$$

où B_f et T_f, moments du second ordre, ont pour valeurs :

$$B_f = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |s(f)|^2 \, df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(f)|^2 \, df} \qquad T_f = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |s(t)|^2 \, dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 \, dt} ,$$

et où R est le rapport S/N.

Il est intéressant de noter que la forme du signal n'intervient dans ces formules que par les termes B_f et T_f et que, par contre, le terme $\sqrt{R}$ ne dépend que de l'énergie.

En termes de fonction d'ambiguïté, cela revient à dire que pour que ε_τ et ε_ν soient faibles, il faut B_f et T_f grands c'est-à-dire un pic « pointu » à l'origine, car ces formules sont établies en faisant intervenir les rayons de courbures à l'origine des sections par les plans $\tau = 0$, $\nu = 0$.

4.3. Discrimination entre deux cibles ponctuelles

Dans le cas de plusieurs cibles ponctuelles, la sortie du filtre sera la somme quadratique (non-cohérence) des sorties pour chacune des cibles affectées d'un certain poids dépendant de la surface équivalente, etc.

Pour chiffrer la capacité de discrimination entre deux cibles, on remplace la surface d'ambiguïté par un cylindre de hauteur $\psi(0, 0)$ et contenant le même volume que la fonction d'ambiguïté. On peut donc définir deux sortes de discrimination.

4.3.1. *Discrimination en distance*

Deux cibles de même vitesse radiale seront dites confondues si la distance qui les sépare est inférieure à

$$\Delta\tau = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau, 0) \, d\tau}{\psi(0,0)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(f)|^4 \, df}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |s(f)|^2 \, df\right]^2} = \frac{1}{B_e}$$

où B_e est la largeur de bande efficace du signal.

4.3.2. *Discrimination en vitesse*

On peut, de même, définir un écart minimal de vitesse $\Delta\nu$ en dessous duquel on ne peut plus séparer deux cibles situées à la même distance :

$$\Delta\nu = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(0, \nu) \, d\nu}{\psi(0,0)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^4 \, dt}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 \, dt\right]^2} = \frac{1}{T_e}$$

où T_e est la durée efficace du signal.

On voit donc que les quantités B_e et T_e caractérisent, en quelque sorte, la finesse du pic central de la fonction d'ambiguïté suivant les deux axes τ et ν.

4.4. Discrimination entre une cible ponctuelle et plusieurs autres cibles

Si l'on se trouve en présence de n cibles réparties dans la région (τ, v) du plan, on peut montrer [6] que la valeur moyenne quadratique de la sortie en un point (τ_0, v_0) du plan est donnée par :

$$<|y_{v_0}(\tau_0)|^2> = n\bar{b}\iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau_0-\tau, v_0-v)\, P(\tau, v)\, d\tau\, dv,$$

où $P(\tau, v)\, d\tau\, dv$ est la probabilité de trouver un objet de surface équivalente moyenne $\bar{b}$ dans l'élément de surface $d\tau\, dv$ du plan (τ, v).

On peut donc ainsi définir un rapport minimal signal/interférence, S/I, au dessous duquel la cible intéressante est confondue avec les autres cibles.

$$\frac{S}{I} = \frac{b}{n\bar{b}\iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau_0-\tau, v_0-v)\, P(\tau, v)\, d\tau\, dv}.$$

Dans le cas où le nombre de cibles parasites tend vers l'infini, alors que la quantité $n\bar{b}$ reste finie, nous avons affaire à du « bourrage » (clutter) et nous pouvons définir un « contraste » comme étant la valeur minimale de la surface b de l'écho utile permettant d'atteindre le rapport $(S/I)_{min}$ nécessaire pour détecter la cible. Cette valeur b_{min} est d'autant plus faible que la fonction d'ambiguïté diffère au point (τ, v) de sa valeur au point (τ_0, v_0). En d'autres termes, il faut que le pic à l'origine soit pointu.

5. Problèmes posés par la synthèse des fonctions d'ambiguïté

5.1. Introduction

Toutes les considérations précédentes ont montré comment la plupart des performances demandées à un radar influençaient qualitativement la forme de la surface d'ambiguïté. En fait, la définition quantitative de la F.d.A dépend du problème particulier à résoudre.

La F.d.A ne sera pas définie en tous ses points, mais on aura obtenu une sorte de « gabarit ». Puisque la F.d.A ne dépend que du signal émis, le problème de la synthèse sera de trouver un signal dont la F.d.A est contenue dans ce gabarit.

Face à un tel problème, deux attitudes peuvent être prises : la première correspond à une approche théorique et la seconde à une approche expérimentale.

5.2. Méthode théorique

Cette méthode s'apparenterait à celle utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des filtres passifs. Les principales étapes du raisonnement sont les suivantes :

Etape 1 : Cataloguer les propriétés des fonctions d'ambiguïté.

Etape 2 : Parmi ces propriétés, trouver celles qui sont caractéristiques.

Etape 3 : Pour un problème donné, trouver la forme mathématique de la fonction répondant aux spécifications et satisfaisant aux conditions nécessaires et suffisantes de l'étape 2.

Etape 4 : Trouver le (ou un) signal ayant cette fonction pour fonction d'ambiguïté.

Dans le cas des filtres, le problème a été en général résolu, en ce sens que l'on sait reconnaître si une fonction de la variable complexe p est une impédance, et que, s'il en est ainsi, on sait trouver les éléments de ce filtre.

Le cas de la synthèse des fonctions d'ambiguïté est plus complexe du fait qu'il s'agit d'un problème bi-dimensionnel.

La littérature fait état de recherches effectuées dans cette voie :

Etape 1. On a commencé à dresser un catalogue des propriétés des fonctions d'ambiguïté [7] :

a) $\psi(\tau, v) \leqslant \psi(0, 0) = E^2$ où E est l'énergie du signal. Ce qui montre que $\psi(\tau, v)$ présente un pic à l'origine.

b) Le volume limité par la surface $\psi(\tau, v)$ est constant :

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau, v)\, d\tau\, dv = \psi(0, 0) = E^2.$$

Ce qui montre que si l'on désire réduire l'ambiguïté dans une région, le niveau de la fonction s'élèvera, soit sous forme d'un relèvement général, soit sous forme de pics secondaires.

c) La fonction $\psi(\tau, v)$ est réelle positive.

d) La section suivant le plan ψ, τ est donnée par

$$\psi(\tau, 0) = \left|\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau)\, dt\right|^2 = \left|\int_{-\infty}^{+\infty} |v(f)|^2 e^{-2\pi j f \tau}\, df\right|^2,$$

ce qui montre que :

— $\psi(\tau, 0)$ est le carré du module de la fonction d'autocorrélation du signal et, par suite, doit vérifier un certain nombre de relations :

$$\psi(\tau, 0) = |R_s(\tau)|^2,$$
$$\psi(\tau, 0) \leqslant \psi(0, 0),$$
$$\psi(-\tau, 0) \equiv \psi(\tau, 0).$$

— La transformée de Fourier de $R_s(\tau)$ doit être définie non négative.

— Si le signal $s(t)$ est périodique, $\psi(\tau, 0)$ est également périodique, de même période, et réciproquement.

— La section $\psi(\tau, 0)$ ne dépend que de l'enveloppe $|v(f)|$ du spectre du signal.

e) La section de la surface par le plan $\tau = 0$ est donnée par :

$$\psi(0, \nu) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} v^*(f) v(f-\nu)\, df \right|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 e^{-2\pi j \nu t}\, dt \right|^2 .$$

Ce qui implique les mêmes conditions que pour la section par le plan $\nu = 0$. En particulier $\psi(0, \nu)$ ne dépend que de l'enveloppe $|u(t)|$ du signal.

f) La fonction $\psi(\tau, \nu)$ est invariante dans une transformée de Fourier bi-dimensionnelle, c'est-à-dire que :

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} \psi(\tau, \nu) e^{-2\pi j u \tau} e^{+2\pi j p \nu}\, d\tau\, d\nu = \psi(u, p)$$

Etape 2. Les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'une fonction des deux variables (τ, ν) soit une fonction d'ambiguïté n'ont pas encore été trouvées.

Etape 3. L'étape 2 n'étant pas encore été franchie, il est difficile de trouver une fonction d'ambiguïté correspondant à un cas précis. Cependant, il reste intéressant d'essayer de trouver une méthode générale permettant au moins de retrouver les résultats connus.

Etape 4. Aucune méthode précise générale n'a été trouvée. Cependant du point de vue des performances classiques du radar, on peut se contenter de « contrôler » la fonction d'ambiguïté sur les axes τ et ν seulement.

Dans ce cas cela revient à se donner $\psi(\tau, 0)$ et $\psi(0, \nu)$, c'est-à-dire les enveloppes $|u(t)|$ et $|v(f)|$ et à chercher la loi modulation $\varphi(t)$.

Cependant [8] les choix de $|u(t)|$ et de $|v(f)|$ ne peuvent être indépendants. Les relations existant entre ces deux quantités ne sont pas explicitées, elles doivent au moins vérifier l'égalité de PARSEVAL :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2\, dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |v(f)|^2\, df .$$

On a démontré à ce propos quelques résultats intéressants, notamment que si $|u(t)|$ décroît plus vite qu'une courbe gaussienne, $|v(f)|$ décroît moins vite qu'une courbe gaussienne.

Cependant lorsque le produit $B \cdot T$, durée × largeur de bande est grand, les conditions liant $|u(t)|$ et $|v(f)|$ deviennent moins sévères et il est possible alors de trouver une solution approximative par la méthode dite de la phase stationnaire [8] [9]. On précise ci-dessous dans quels domaines l'approximation reste valable :

$|u(t)|$ varie lentement
$|v(f)|$ varie lentement
} $B \cdot T \leqslant 10$,

$|u(t)|$ varie brusquement (rectangle)
$|v(f)|$ varie lentement
} $B \cdot T \simeq 10$,

$|u(t)|$ varie brusquement
$|v(f)|$ varie brusquement
} $B \cdot T > 100$.

Il est important de rappeler que cette méthode ne permet pas le contrôle de la fonction d'ambiguïté dans tout le plan (τ, ν) mais seulement le long des axes τ et ν, et il serait dès lors intéressant de chercher comment la donnée de $|u(t)|$ et de $|v(f)|$ modifie la fonction dans un plan vertical quelconque passant par l'axe des ψ.

5.3. MÉTHODE EXPÉRIMENTALE

Cette seconde méthode présente un aspect plus systématique. C'est celle qu'il faudrait rapprocher de la méthode par approximations successives.

Elle consiste à dresser un catalogue de signaux et de leurs fonctions d'ambiguïté. Puis, muni de ce catalogue et de la fonction à « réaliser », on cherche le signal adéquat. Cependant, il faut adjoindre à ce catalogue une sorte de lexique permettant de savoir de quelle manière varie la fonction d'ambiguïté lorsqu'on modifie le signal d'une façon connue ; un échantillon de ce lexique serait le suivant :

Si $s(t)$ a pour fonction d'ambiguïté $\psi(\tau, \nu)$:

a) $s(at)$ a pour F.d.A $\frac{1}{a^2}\psi\left(a\tau, \frac{\nu}{a}\right)$,

b) $e^{jkt^2}s(t)$ a pour F.d.A $\psi(\tau, \nu + 2k\tau)$,

c) $e^{2\pi j a f_0^2} s(f)$ a pour F.d.A $\psi(\tau + 2af_0, \nu)$,

d) $s_1(t) \cdot s_2(t)$ a pour F.d.A $\psi_1(\tau, \nu) \underset{(\nu)}{*} \psi_2(\tau, \nu)$,

e) $s_1(t) * s_2(t)$ a pour F.d.A $\psi_1(\tau, \nu) \underset{(\tau)}{*} \psi_2(\tau, \nu)$.

6. Conclusion

Cette note a montré comment s'introduisait la notion de fonction d'ambiguïté et quelle était son importance.

La comparaison des deux approches du problème de la réalisation des fonctions d'ambiguïté montre que :

1° La méthode théorique, pour être la plus satisfaisante à l'esprit, est néanmoins compliquée et demande un travail théorique de base important et de longue haleine. Cependant ce travail peut être justifié en soi par l'analogie entre ce problème et celui de la synthèse des diagrammes de rayonnement des antennes, citée en remarque du paragraphe 3.2.

2° La deuxième méthode paraît plus sûre, en ce sens que les fonctions d'ambiguïté figurant dans le catalogue peuvent être tracées expérimentalement à l'aide d'une machine de fabrication relativement peu

coûteuse. La confection du lexique permettrait, d'autre part, de préciser comment varient les performances d'un radar lorsque l'on modifie le signal.

3° Enfin, la deuxième manière d'introduire la fonction d'ambiguïté souligne l'effort qu'il faudrait accomplir dans le domaine de la réception. Il est possible, si l'on ne s'intéresse pas à l'amélioration du rapport S/N, on si l'on admet une faible perte dans ce domaine, qu'une légère désadaptation du filtre de réception puisse faire gagner sur un autre plan, comme celui de la discrimination.

Les principaux points d'intérêt, sur lesquels des recherches pourraient être effectuées sont les suivants :

a) Poursuivre la recherche des propriétés caractéristiques des fonctions d'ambiguïté,

b) Etudier l'influence d'une transformation du signal sur la fonction d'ambiguïté,

c) Etablir un catalogue de F.d.A à l'aide d'une machine analogique.

Cet article fait le point d'une partie des travaux menés à ELECMA à la date du 1er juin 1964.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KLAUDER J.R. — The theory and design of chirp radars. *BSTJ*, July 1960.

[2] TURIN Georges L. — An Introduction to matched filters. *IRE Trans. on IT*, vol. IT6, June 1960.

[3] MINTZER Alfred I. — Advanced radar signal and data processing, part II. *Space Aeronautics*, January 1963.

[4] WOODWARD P.M. — Probabilités, analyse fréquentielle, information, théorie du radar. Eyrolles, 1960.

[5] CARPENTIER M. — Radars, théories modernes. Dunod, 1963.

[6] FOWLE EN., KELLY EJ., SHEEHAM JA. — Radar system performance in a dense target environment. *IRE*, International Convention Record part IV, 1961.

[7] SIEBERT W.M. — Studies of Woodward's uncertainty function. *MIT*, Quartely Progress Report, April 1958.

[8] FOWLE Evert N. — The independant specification of the modulus of a function and the modulus of its Fourier transform. International Symposium on Information Theory, 1962.

[9] HARGER R.O. — A note on the realisation of ambiguity functions. *IEEE Transaction on SET*, vol. SET 9, December 1963.

LA MODULATION D'AMPLITUDE A PORTEUSE SUPPRIMÉE DANS LES LIAISONS HERTZIENNES A GRANDE DISTANCE*

PAR

C. DUCOT — *Directeur technique adjoint*
J. CAYZAC — *Ingénieur*
R. ASTOR — *Ingénieur*

aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.)

I. POSSIBILITÉS DU SYSTÈME

1. Introduction

C'est vers la fin de 1955 que les transmissions par faisceaux hertziens utilisant la propagation au-delà de l'horizon, dite par diffusion troposphérique, acquirent droit de cité dans la technique et la littérature.

Le 18 novembre 1958, une équipe de techniciens appartenant aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée et aux Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques réalisait, pour la première fois entre Paris et Caen, une liaison multiplex à 30 voies téléphoniques sur faisceau hertzien 900 MHz à modulation de fréquence utilisant la propagation troposphérique. La puissance rayonnée à l'émission était de 1,5 kW.

Les résultats des essais effectués alors confirmèrent le fait que l'accent devait être mis, dans ce type de liaison, sur les conditions liées au seuil de réception, qui intervenaient de façon particulièrement décisive dans le bilan des performances et dans la détermination de la puissance nécessaire à l'émission, du fait des importantes fluctuations d'affaiblissement.

D'autre part, en modulation d'amplitude classique, une part très importante de la puissance fournie par l'émetteur est rayonnée à la fréquence porteuse sans transmettre d'autre information que les caractéristiques, en principe constantes, de l'onde porteuse elle-même. Il était donc tentant d'étudier, en vue de la propagation troposphérique, les systèmes de modulation qui font l'économie de cette puissance.

C'est l'un de ceux-ci — un des plus attrayants, nous a-t-il semblé — qui est étudié dans cet article et comparé aux autres systèmes.

(*) Conférence faite au cours de la Réunion Générale de la S.F.E.R., le 27 février 1964.

1.1. Rappel des propriétés des liaisons troposphériques

Du point de vue des exigences à imposer aux équipements, il y a trois différences importantes entre la propagation transhorizon et la propagation en visibilité :

1.1.1. L'affaiblissement est beaucoup plus considérable au-delà de l'horizon. Sans approfondir les théories et les résultats concernant la diffraction, la diffusion ou la réflexion des ondes, indiquons par exemple la valeur approximative du supplément d'atténuation pour un trajet de 400 km et une fréquence de l'ordre de 2 500 MHz : il est voisin de 80 dB, l'atténuation étant de 152 dB en espace libre et de 232 dB en valeur médiane au-delà de l'horizon. L'atténuation supplémentaire ne varie d'ailleurs que de moins de 10 dB entre 1 000 et 4 000 MHz.

1.1.2. Les fluctuations de l'affaiblissement sont importantes dans les deux cas, mais plus grandes et plus rapides au-delà de l'horizon qu'en visibilité. Ainsi, pour calculer la performance d'une liaison garantie pendant 99,9 % du temps, il faut prévoir pour un trajet transhorizon, selon M. Telford [1], une marge d'atténuation, par rapport à la valeur médiane, de 36 dB, et pour un trajet en vue directe, selon J.J. Egli [2], une marge de 30 dB. Ces marges peuvent être réduites par la réception en diversité. Mais il reste qu'en propagation transhorizon les fluctuations dues aux interférences entre ondes ayant parcouru des trajets multiples sont de règle, et sont plus rapides qu'en visibilité ; d'autre part, il s'y superpose des variations lentes de l'atténuation médiane horaire, qui suivent une distribution log-normale de déviation standard voisine de 8 dB et ne sont pas sensiblement réductibles par la réception en diversité.

1.1.3. La bande de modulation maximale utilisable subit en propagation transhorizon, du fait de la

multiplicité et du non-isochronisme des trajets, une réduction assez sévère qui n'existe pratiquement pas en visibilité. Cependant nous n'aurons pas à nous préoccuper de cette différence dans la suite, car elle ne concerne guère le choix du système de modulation, qui seul nous intéresse ici.

Précisément, pour pallier plus facilement les fluctuations rapides du champ reçu, il était normal que le premier procédé choisi pour les liaisons troposphériques fût la modulation de fréquence. Ce choix permettait d'autre part, au moins en principe, d'envisager une plus facile interconnexion avec certains systèmes de faisceaux hertziens en visibilité directe déjà en service.

Cependant, la valeur élevée et les fluctuations de l'affaiblissement de propagation conduisaient à des équipements d'émission à forte puissance, donc à des installations chères. On devait évidemment admettre de réserver les liaisons de ce type aux cas où les faisceaux hertziens en visibilité ne pouvaient être utilisés, par exemple parce que le pays ne se prêtait pas à un rapprochement suffisant entre les stations consécutives. On en venait ainsi, dans les liaisons troposphériques, à augmenter l'importance relative de la fiabilité par rapport à la qualité moyenne de la réception.

Autrement dit, l'exigence principale se trouvait déplacée. En technique des faisceaux hertziens à visibilité directe, elle était formulée comme un rapport signal/bruit par voie, à la vérité excellent, à garantir pendant une fraction du temps très voisine de 100 %. Les conditions, propres à la modulation de fréquence, de seuil en rapport porteur/bruit dans la bande radioélectrique se trouvaient *ipso-facto* respectées avec une très haute fiabilité et n'entraient pas en ligne de compte. On considérait la liaison comme mauvaise, au moins en doctrine, bien avant que l'interruption brutale due au franchissement du seuil dans le mauvais sens risque d'intervenir. En technique troposphérique, au contraire, l'exigence principale se trouvait rejetée sur le pourcentage de temps d'interruption franche à ne pas dépasser, c'est-à-dire précisément sur ces conditions de seuil.

1.2. Rapport signal/bruit en modulation de fréquence

Considérons un signal multiplex téléphonique à N voies réparties en fréquence entre 0 et f. Soient Δf la largeur de bande d'une voie, et M le rapport entre la puissance d'un signal sinusoïdal présentant les crêtes d'amplitude que l'on veut pouvoir atteindre, mais non dépasser, et la puissance du signal de référence à 0 dBmo (c'est-à-dire à 0 dB par rapport à 1 mW en un point de niveau relatif 0).

Appelons p la puissance radioélectrique reçue, qui est constante en modulation de fréquence ; b la densité spectrale de bruit (ou puissance de bruit par hertz de bande) à la réception, tenant compte naturellement des bruits collectés par l'antenne aussi bien que des bruits engendrés en elle et dans le récepteur ; m l'indice de modulation défini comme la déviation de fréquence de crête divisée par f.

Le rapport signal/bruit en puissance pour un signal à 0 dBmo dans la voie supérieure après démodulation en fréquence, les conditions de seuil étant supposées satisfaites, est donné, selon la loi connue, par :

$$R_{SB_{FM}} = \frac{pm^2}{2bM\Delta f}.$$

1.3. Rapport signal/bruit en modulation d'amplitude

Envisageons maintenant de transmettre le même signal multiplex par modulation d'amplitude classique, et appelons p_0 la puissance consacrée à l'ensemble des deux composantes latérales représentant un signal sinusoïdal à 0 dBmo. Remarquons que si l'on veut, aux fins de comparaison, égaler les puissances de porteuse pure dans les deux procédés de modulation, il faut écrire :

$$p_0 = \frac{p}{2M}.$$

Si on se trouve, ce qu'il est raisonnable de supposer, en présence de la même densité spectrale de puissance de bruit radioélectrique à la réception b, et si l'on n'oublie pas que les composantes latérales de signal se recombinent en phase à la réception, contrairement aux composantes aléatoires, on peut donner le rapport signal/bruit en puissance pour un signal à 0 dBmo dans une voie quelconque après démodulation en amplitude :

$$R_{SB_{AM}} = \frac{p}{2bM\Delta f}.$$

1.4. Comparaison

A puissance de porteuse pure égale et à densité spectrale de bruit radioélectrique constante, le rapport signal/bruit est m^2 fois plus grand en modulation de fréquence qu'en modulation d'amplitude. Les techniques de préaccentuation permettent d'améliorer quelque peu ce rapport, sans qu'il puisse jamais dépasser 3 m^2. Dans ce qui suit, nous supposerons que la modulation de fréquence, dont un avantage majeur est l'amélioration du rapport signal/bruit à puissance égale, est toujours employée avec un indice m supérieur ou égal à l'unité.

2. Seuil de réception

2.1. Seuil en modulation de fréquence

Comme nous l'avons dit plus haut, les techniciens intéressés aux liaisons troposphériques ont été amenés à concentrer leur attention sur les propriétés de seuil du système à modulation de fréquence.

Rappelons donc ces propriétés :

Si nous considérons le rapport porteur/bruit en puissance à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire d'un récepteur à modulation de fréquence, la puissance de bruit étant évaluée sur la largeur de bande B de cet amplificateur, A.J. GIGER et J.G. CHAFFEE [3] nous indiquent que la démodulation ne sera correcte que si ce rapport dépasse un certain seuil S_0 donné par la formule :

$$S_0 = \left[250\left(\frac{B}{2f} - 1\right)\right]^{\frac{1}{3}}$$

qui résume avec une bonne approximation les courbes de F.J. SKINNER citées par L.H. ENLOE [4]. La formule de CARSON permet d'écrire :

$$B = 2(m+1)f,$$

d'où :

$$S_0 = \sqrt[3]{250\, m},$$

ou, si l'on préfère donner le seuil en rapport porteur/bruit sous forme logarithmique s_0 :

$$s_0 = (8 + 3{,}33 \log m) \text{ dB}.$$

Cette expression varie assez peu rapidement avec m.

Pour des indices usuels compris entre 1 et 20, les valeurs de s_0 s'échelonnent entre 8 dB et 12,33 dB.

Comme la puissance de bruit dans la bande radioélectrique est :

$$Bb = 2(m+1)fb$$

on doit, pour que la condition de seuil à la réception soit satisfaite, disposer à l'entrée du récepteur d'une puissance radioélectrique p obéissant à l'inégalité :

$$p > 2\sqrt[3]{250\, m}\,(m+1)fb.$$

2.2. SEUIL EN MODULATION D'AMPLITUDE

En modulation d'amplitude, il n'y a pas d'effet de seuil proprement dit : si le rapport signal/bruit en radiofréquence s'abaisse, le rapport signal/bruit après détection se détériore en proportion.

Cependant, pour que le système à modulation d'amplitude devienne compétitif, même en ce qui concerne le rapport signal/bruit à la sortie, nous allons supposer qu'il est associé à l'emploi de compresseurs-extenseurs dans les circuits individuels de voie.

Le principe de ces appareils consiste à comprimer la dynamique des signaux pour que le bruit apparaisse sur la liaison en radiofréquence à un niveau plus éloigné, vers le bas, des niveaux significatifs inférieurs des signaux. La restitution de la dynamique initiale, à la réception, rejette donc aussi les bruits apparus en cours de route à des niveaux très inférieurs.

On peut alors définir un « quasi-seuil » qui correspond aux conditions où l'augmentation du rapport signal/bruit par l'extenseur fait place à une augmentation du rapport bruit/signal, c'est-à-dire où le phénomène s'inverse. Comme, statistiquement, le signal vocal n'est pas très différent d'un signal aléatoire de même puissance moyenne, le quasi-seuil correspond à une puissance de bruit par voie égale à la puissance moyenne du signal vocal sur une voie active comprimée, c'est-à-dire à $-8{,}8$ dBmo selon E.M. RIZZONI [5], ou à un rapport signal/bruit, pour un signal de voie à 0 dBmo, égal à 7,6.

Il en résulte que la condition de quasi-seuil en modulation d'amplitude sera satisfaite si :

$$R_{SB_{AM}} > 7{,}6\,,$$

autrement dit si la puissance de porteuse pure reçue p obéit à l'inégalité :

$$p > 7{,}6 \cdot 2bM\Delta f.$$

2.3. COMPARAISON DU SEUIL EN MODULATION DE FRÉQUENCE ET DU QUASI-SEUIL EN MODULATION D'AMPLITUDE

Le rapport en puissance entre le seuil en modulation de fréquence et le quasi-seuil en modulation d'amplitude est donc :

$$\sigma = \frac{0{,}83\sqrt[3]{m(m+1)f}}{M\Delta f}.$$

$f/\Delta f$ étant *grosso modo* proportionnel à N, on voit que l'avantage de la modulation d'amplitude, au point de vue des conditions de seuil, croît avec le nombre de voies du système multiplex.

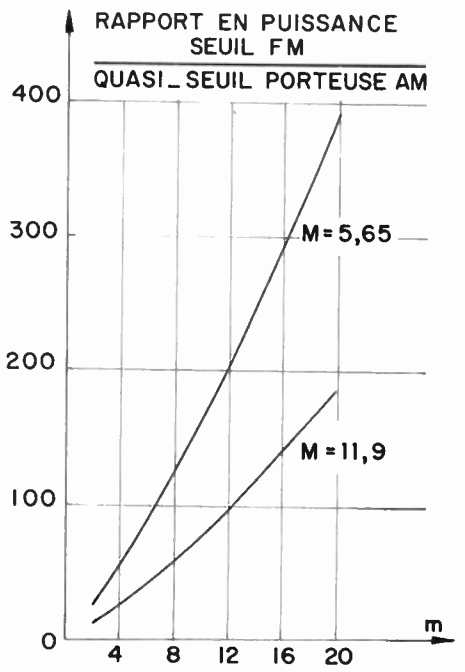


FIG. 1. — Rapport en puissance seuil FM/quasi-seuil porteuse AM.

Pour préciser la comparaison, il faut prendre un cas particulier, par exemple celui d'un multiplex à $N=30$ voies, avec $\Delta f=3{,}1$ kHz, $f=143$ kHz, $M=5{,}65$ (correspondant à + 7,5 dBmo pour le signal sinusoïdal d'amplitude maximale, c'est-à-dire à un facteur de crête à 1 % du temps de 9,5 dB sur 13 voies simultanément actives, nombre qui reste lui-même inatteint pendant 99 % du temps). On trouve alors les résultats de la figure 1 (courbe supérieure).

Si l'on veut être plus sévère sur le niveau de crête et adopter celui que donne hors-tout RIZZONI [5] pour 30 voies comprimées, niveau qui entraîne $M=11{,}9$, on trouve l'autre courbe de la figure 1.

Une première conclusion est donc que, du point de vue de la puissance nécessaire à l'entrée du récepteur pour assurer un fonctionnement au-dessus du seuil ou du quasi-seuil, la modulation de fréquence est nettement plus exigeante que la modulation d'amplitude.

3. Divers procédés d'amélioration des conditions de seuil en modulation de fréquence

Devant l'importance et la sévérité des conditions de seuil en modulation de fréquence, plusieurs chercheurs introduisirent des procédés spéciaux pour améliorer la situation.

L'un de ces procédés, étudié par H.D. HERN et M.S. ULSTAD [6], consistait à effectuer une réduction automatique de la bande passante en fréquence intermédiaire lorsque le niveau du signal radioélectrique reçu s'abaisse vers le seuil, en acceptant la perte de niveau et la distorsion considérables qui en résultent pour les fréquences les plus élevées du signal en bande de base. Ce procédé permet sans doute une amélioration. Cependant on ne peut guère réduire la bande en fréquence intermédiaire à une largeur inférieure au double de la bande de base ; encore ne peut-on atteindre cette limite qu'au prix d'une détérioration importante dans la qualité de la transmission, surtout aux fréquences élevées du signal en bande de base ; et si on l'atteint, la condition de seuil n'est améliorée que par un facteur $m+1$. Or, si nous prenons l'exemple que nous avons déjà indiqué, même dans l'hypothèse « sévère » où $M=11{,}9$, nous trouvons $\sigma = 3{,}2\sqrt[3]{m(m+1)}$. Le procédé ne permet donc pas de ramener le seuil en modulation de fréquence au niveau du quasi-seuil en modulation d'amplitude.

Un autre procédé, anciennement connu, proposé par J.G. CHAFFEE dès 1939 [7], essayé sur des faisceaux hertziens en visibilité par H. GRAYSON, T.S. MCLEOD, R.A.G. DUNKLEY et G. DAWSON [8], était celui de la compression de fréquence à la réception par contre-réaction du signal démodulé sur la fréquence d'un oscillateur local. On pouvait, grâce à cette opération, travailler avec une bande de fréquence intermédiaire, donc une puissance de bruit avant limitation, réduite à peu près dans le rapport $1/\rho$ de réduction de l'indice, ou plutôt, selon l'approximation plus récente de GIGER et CHAFFEE [3], dans le rapport :

$$\frac{1{,}2\left(1+\frac{m}{\rho}\right)}{1+m}.$$

Tout en assurant un abaissement du niveau seuil de réception, ce procédé permet de conserver le rapport signal/bruit final correspondant au plein indice de modulation à l'émission, puisque la réduction de la déviation de fréquence intermédiaire porte aussi bien sur la déviation due aux composantes de bruit que sur celle qui résulte de la modulation initiale.

Plusieurs schémas furent expérimentés, les uns avec une boucle de contre-réaction utilisant un discriminateur dont la tension de sortie commande la fréquence de l'oscillateur local de réception, d'autres avec une boucle de contre-réaction sans discriminateur et utilisant, par exemple, deux mélangeurs supplémentaires, un étage tripleur de fréquence et un second oscillateur local à fréquence fixe.

C'est alors que M. MORITA et S. ITO [9] proposèrent d'améliorer le procédé de la compression de fréquence grâce à une réinjection de porteuse à niveau élevé. Le principe est le suivant : on commence par réduire, au moyen d'une contre-réaction de fréquence classique, l'indice de modulation en fréquence intermédiaire suffisamment pour que le spectre de signal puisse être considéré comme limité à ses premières bandes latérales, c'est-à-dire comme équivalent à un spectre de modulation d'amplitude dont la porteuse aurait été déphasée de 90°. On peut alors, sans causer de distorsion, injecter avant le limiteur et le discriminateur une onde porteuse à haut niveau reconstituée localement et soumise à un verrouillage en phase ; le seuil ne commençant à intervenir que dans les opérations non linéaires du limiteur, la porteuse réinjectée s'intègre au signal à fréquence intermédiaire pour renforcer sa position vis-à-vis du bruit. On peut, au choix, opérer la démodulation de fréquence soit de façon classique, soit comme une démodulation d'amplitude si l'on a eu soin de retarder de 90° la phase de la porteuse réinjectée.

MORITA et ITO [9] ont expérimenté avec un multiplex à 60 voies (f était donc de l'ordre de 250 kHz). Ils ont obtenu avec leur système un seuil en puissance reçue de −97 dBm pour un facteur de bruit de récepteur de 7 dB et une bande en fréquence intermédiaire (avant réduction) de 8 MHz, c'est-à-dire un indice m (au sens où nous l'avons défini) d'environ 15. Le seuil sans compression de fréquence aurait été à −86 dBm selon GIGER et CHAFFEE. L'amélioration était donc de 11 dB.

Depuis, ENLOE [4] a démontré qu'un système à contre-réaction de fréquence classique bien adapté donne une amélioration de seuil au moins aussi importante que le système à réinjection de porteuse ; GIGER et CHAFFEE [3] ont déduit de son travail qu'en rapport de puissance, l'amélioration maximale de seuil due à une telle compression de fréquence

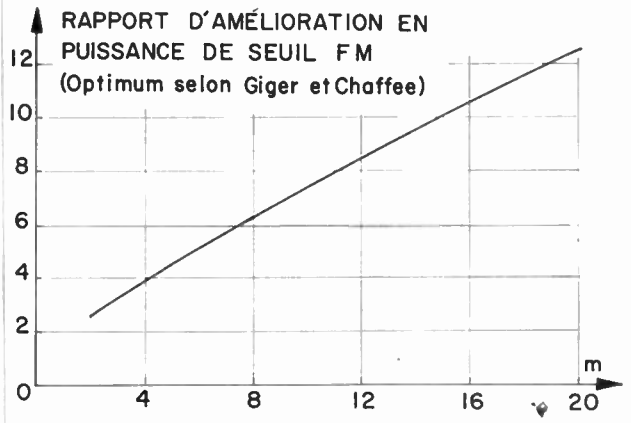


FIG. 2. — Rapport d'amélioration en puissance de seuil FM (optimum selon GIGER et CHAFFEE).

est donnée en fonction de l'indice par la courbe de la figure 2.

Bien que MORITA et ITO semblent avoir obtenu un résultat de 0,7 à 0,8 dB meilleur que la limite tracée par GIGER et CHAFFEE, nous admettrons cette dernière, qui est plus récente, étayée par de nombreux calculs et mesures liés notamment à l'expérience TELSTAR, et d'ailleurs tout à fait du même ordre que ce résultat.

Si l'on recalcule les valeurs de ρ à partir de $m=2$ en avantageant la modulation de fréquence dans le rapport correspondant à la compression optimale, pour l'exemple choisi plus haut, on trouve les courbes de la figure 3.

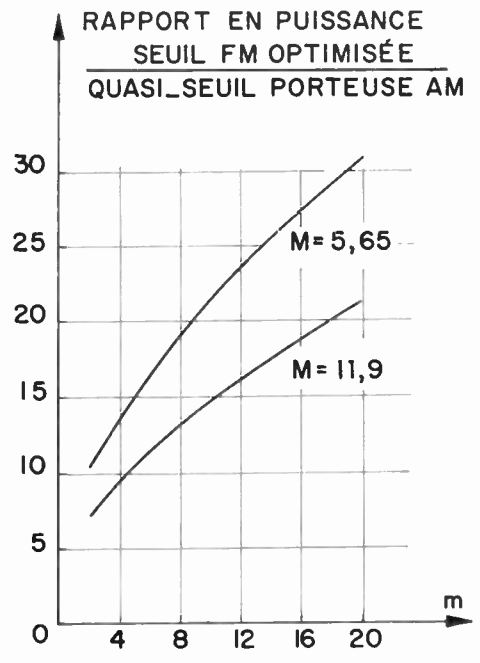


FIG. 3. — Rapport en puissance seuil FM optimisée/quasi-seuil porteuse AM.

La nouvelle conclusion est que, même avec un seuil optimisé par le meilleur procédé de compression de fréquence à la réception, la modulation de fréquence est plus exigeante en puissance que la modulation d'amplitude, considérée avec son quasi-seuil lié à l'emploi de compresseurs-extenseurs.

4. Emploi des systèmes à modulation d'amplitude et dérivés

Quantitativement, ces derniers résultats comparatifs n'ont pu être calculés qu'après les récents travaux mentionnés des Laboratoires BELL. Cependant, bien avant ces travaux, il apparaissait déjà clairement que les systèmes à modulation d'amplitude ou dérivés méritaient une attention particulière pour les liaisons transhorizon.

4.1. PRÉCAUTIONS A PRENDRE EN MODULATION D'AMPLITUDE APPLIQUÉE AUX LIAISONS TRANSHORIZON

Il ne faut pas oublier qu'une des raisons qui avaient milité, dès le début des liaisons troposphériques, en faveur de la modulation de fréquence était la stabilisation automatique du niveau de signal, particulièrement appréciable en présence des fluctuations rapides de niveau qui caractérisent la réception troposphérique.

En modulation d'amplitude, on ne peut stabiliser le niveau de sortie du démodulateur qu'en prenant référence soit au niveau de la porteuse pure, isolée par filtrage, soit au niveau après démodulation d'une onde pilote d'amplitude connue (en dBmo) et de fréquence située, par exemple, à une extrémité de la bande de base.

Dans les deux cas, l'écart entre le niveau reçu et le niveau désiré réagira sur le gain de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

Un tel procédé est couramment employé, par exemple, dans les transmissions à courants porteurs sur les lignes dont l'atténuation est très variable (lignes aériennes).

La nouveauté, dans les liaisons troposphériques, tient à la rapidité des fluctuations de la propagation, qui oblige à adopter un dispositif de correction de gain à temps de réponse bref. Un tel correcteur de gain est certes réalisable, mais il faut examiner son incidence sur la qualité de la réception. L'onde de référence doit être reçue dans une bande propre égale au double de la fréquence maximale apparaissant dans les fluctuations rapides de la propagation. Si l'onde de référence est la porteuse centrale, il faut que cette fréquence maximale soit inférieure à la fréquence inférieure des signaux en bande de base, pour que l'on soit sûr de ne compenser que les fluctuations de la propagation. S'il s'agit d'une onde pilote, il faut qu'avec sa bande propre elle n'empiète pas sur la bande de base des signaux.

On doit évidemment admettre que les évanouissements sont les mêmes sur tout le spectre radioélectrique occupé (ce qui a d'autant plus de chances d'être vrai que ce spectre est étroit, bien plus étroit notamment qu'en modulation de fréquence à grand indice).

La correction va se faire en fonction non seulement des fluctuations de la propagation, mais aussi du

bruit de réception, qui affecte l'amplitude de l'onde de référence reçue et ne peut être distingué de ces fluctuations par le circuit. Ce bruit affectera donc multiplicativement, mais en raison inverse, tous les signaux transmis dans la bande de base. Il faut, pour que la qualité ne soit pas sensiblement détériorée, que cet effet soit négligeable. Heureusement, il a tout lieu de l'être pour deux raisons :

— la première est qu'un bruit multiplicatif n'apparaît qu'en présence et à proportion du signal qu'il affecte, ce qui le rend moins gênant, à puissance moyenne de bruit égale, qu'un bruit additif (cf. principe des compresseurs-extenseurs) ;

— la seconde est que les résultats disponibles sur la composition spectrale de la modulation parasite d'une porteuse pure par les fluctuations de propagation font apparaître une diminution considérable (15 à 20 dB et plus) entre les fréquences 1 ou 2 et 20 Hz, même lorsque l'équipement de mesure répond jusqu'à 50 Hz et au-delà, ce qui tend à indiquer qu'un correcteur de gain répondant jusqu'à 100 Hz, par exemple, doit être plus que suffisant ; dès lors, l'onde de référence est reçue avec une bande propre de 200 Hz, ce qui veut dire que le bruit correspondant est à 11,9 dB au-dessous du bruit thermique dans une voie, ce qui est bien négligeable (détérioration 0,28 dB s'il y a une onde pilote au même niveau moyen en dBmo qu'un signal vocal, à réduire encore si elle est à un niveau plus élevé).

Ainsi, l'emploi dans les liaisons troposphériques de la modulation d'amplitude ne nécessite que quelques précautions, qui ne sont pas plus difficiles à mettre en œuvre que la compression de fréquence optimisée en modulation de fréquence.

4.2. Améliorations supplémentaires des conditions de seuil

Cependant, jusqu'à présent, nous avons comparé les systèmes en mettant sur le même pied la puissance porteuse émise (ou reçue) constante en modulation de fréquence et la puissance de la porteuse pure en modulation d'amplitude.

De même qu'on a cherché et réussi à améliorer les conditions de seuil en modulation de fréquence par l'introduction d'artifices, de même il peut être envisagé d'utiliser des systèmes dérivés de la modulation d'amplitude et encore plus avantageux qu'elle du point de vue du quasi-seuil en puissance reçue à la réception.

Il est certain que la modulation d'amplitude classique utilise une puissance importante (2/3 de la puissance totale lorsqu'on transmet un signal en permanence au niveau de crête, 20/21 de la puissance moyenne si le niveau moyen des signaux transmis se situe, comme il est normal, à une dizaine de décibels plus bas) pour alimenter l'onde porteuse pure, qui, après tout, ne véhicule aucune autre information que son amplitude, sa fréquence et sa phase, grandeurs en principe constantes et correspondant à un débit d'information utile nul.

Il est donc naturel de chercher à économiser cette puissance en ne transmettant pas ou en transmettant seulement à niveau plus bas cette porteuse pure (1).

Deux systèmes dérivés de la modulation d'amplitude, et à vrai dire connus depuis longtemps dans un autre contexte technique, ont ainsi été expérimentés :

— le système à bande latérale unique et porteuse supprimée ou atténuée ;

— le système à double bande et porteuse supprimée ou atténuée.

Le premier système a été décrit et expérimenté par W.E. Morrow, C.L. Mack, B.E. Nichols et J. Leonhard [10] ; le second a fait l'objet d'applications à fréquences beaucoup plus basses, décrites par J.P. Costas [11], et en multiplex 24 voies décrites par W.S. Chaskin et G.L. Curtis [12].

4.2.1. *Système à bande latérale unique*

Ce système :

— est le meilleur du point de vue de l'encombrement en fréquence (considération moins importante en ondes déci- ou centimétriques qu'en ondes plus longues) ;

— est le meilleur du point de vue des conditions de seuil en puissance moyenne reçue : d'après ce qui a été dit, on gagne encore environ 13 dB par rapport à la modulation d'amplitude classique, parce que 20/21 de la puissance émise peuvent être supprimés ;

— mais conduit à des équipements lourds, onéreux complexes et délicats pour des raisons technologiques, par suite des hautes précisions requises pour les fréquences des oscillateurs, de l'ordre de quelques 10^{-8} en valeur relative.

4.2.2. *Système à double bande et porteuse supprimée*

C'est donc vers ce dernier système qu'un travail expérimental a été dirigé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée.

Concernant l'encombrement en fréquence, il est certes deux fois plus exigeant que le système à bande latérale unique, mais on a pensé qu'en raison de la réduction de bande encore très grande par rapport aux systèmes à modulation de fréquence d'indice avantageux, c'était là un inconvénient mineur, surtout en ondes ultra-courtes. Au surplus, le filtrage est bien plus délicat en bande latérale unique, et l'on ne peut compter pratiquement rapprocher deux signaux en bandes latérales indépendantes autant que le sont entre elles les deux bandes latérales d'un signal transmis en modulation d'amplitude. Enfin les deux bandes procurent, jusqu'à un certain point, une réception multiple en cas d'évanouissement sélectif.

Concernant le rapport signal/bruit, et par conséquent le quasi-seuil qui est directement conditionné par lui, la situation est la même qu'en bande latérale unique. Pour être honnête, il faut cependant ajouter que la crête de puissance instantanée, à puissance moyenne transmise égale, est de 3 dB plus élevée.

(1) Comme l'a fait remarquer M. G. Lehmann, ces idées sont proches parentes de conceptions anciennement formulées par l'Ingénieur de Bellescize, le contexte technique et les fréquences de travail ayant évidemment beaucoup évolué.

Cela suppose évidemment que l'on effectue une détection synchrone. Mais rien n'empêche de le faire, car le propre d'un spectre à double bande est de contenir implicitement les informations de fréquence et de phase de la porteuse, même absente, comme demi-sommes des fréquences et des phases de n'importe quel couple de composantes latérales véhiculant une composante du signal en bande de base.

Plusieurs méthodes peuvent dès lors être employées pour la reconstitution de la porteuse synchrone : ou bien synchronisation automatique en phase utilisant les signaux de deux chaînes de détection synchrone en quadrature (COSTAS), ou bien traitement du signal double bande par un élément à réponse quadratique suivi d'un filtre et d'un circuit fournissant une fréquence moitié.

C'est cette dernière disposition qui a été adoptée dans les équipements décrits dans la suite. On peut, dans le principe, lui reprocher d'introduire, avant le filtrage étroit qui isole l'onde à fréquence double de la porteuse, un élément non linéaire. Ne va-t-on pas retrouver là les inconvénients dus aux effets de capture et de seuil pour lesquels précisément on a voulu éviter le système à modulation de fréquence ?

Dire qu'on ne réintroduit aucun « seuil parasite » dans le récepteur serait sans doute exagéré. Cependant la mesure précise de ce seuil en laboratoire l'a fait apparaître pour un rapport signal/bruit en radiofréquence d'environ 3 dB supérieur au quasi-seuil calculé en fonction des compresseurs-extenseurs. C'est dire que la détérioration est faible.

On peut s'expliquer cette différence de comportement entre circuits non linéaires par le fait que, dans un doubleur de fréquence, apparaissent certes des intermodulations entre composantes de signal et de bruit, mais que tous les produits du mélange, y compris celui que l'on recherche, continuent d'exister après la transformation, tandis que dans un limiteur parfait l'effet de capture ou d'étouffement fait que la composante désirée peut être véritablement détruite, remplacée par des composantes parasites.

5. Remarques concernant d'éventuelles applications spatiales

5.1. Une première remarque, très simple, est que les atténuations de propagation déjà admises dans les systèmes troposphériques permettent d'envisager en visibilité directe (satellites) des portées considérables. Ainsi nous avons mentionné 80 dB d'atténuation supplémentaire en propagation transhorizon, par rapport à l'espace libre, à 400 km pour 2 500 MHz ; cela donne la possibilité d'envisager, toutes choses égales d'ailleurs, des portées 10 000 fois plus grandes, soit 4 000 000 km, dans l'espace, c'est à dire beaucoup plus que les distances à atteindre avec des satellites de télécommunications.

5.2. Ensuite, les variations du niveau des signaux en radiofréquence reçus de ou par un satellite sont moins grandes et moins rapides que les fluctuations de la propagation troposphérique. Une plage d'une vingtaine de décibels suffit souvent.

5.3. Les déplacements relatifs de fréquence par effet Doppler peuvent atteindre $\pm 4.10^{-5}$, au lieu de 10^{-7} en propagation troposphérique. L'effet sur la fréquence d'une onde pilote est le même en valeur relative, donc de quelques hertz à une dizaine de hertz pour des pilotes vers 100 kHz. La déviation de fréquence pilote peut être utilisée pour des mesures ou des corrections, notamment pour commander la fréquence de l'oscillateur local, l'acquisition se faisant par balayage systématique en fréquence.

Le système à modulation d'amplitude et porteuse supprimée semble donc parfaitement adaptable aux télécommunications par satellites.

II. DESCRIPTION DE L'ÉQUIPEMENT EXPÉRIMENTAL

Le premier chapitre vient de montrer l'intérêt présenté par le système de transmission par modulation d'amplitude à double bande latérale et porteuse supprimée pour les communications téléphoniques à grande distance.

Equivalent au système à bande latérale unique sur le plan des performances de seuil et de rapport signal/bruit, ce procédé présente, sur le plan de la réalisation, un nombre d'avantages technologiques tel que nous avons été amenés à construire un équipement expérimental dont les performances ont été mesurées sur le trajet de Paris à Caen.

Dans ce second chapitre, après un rappel des schémas fonctionnels utilisés dans ce mode de transmission, nous ferons une description de l'équipement expérimental.

1. Principe de fonctionnement

Dans son principe, comme il a été dit plus haut, le système à double bande latérale n'exige pas la transmission d'une porteuse atténuée comme les systèmes à bande latérale unique fonctionnant en ondes décimétriques. Cependant, pour donner une référence d'amplitude au système de régulation automatique de niveau et pour assurer la continuité de la reconstitution de l'onde porteuse pendant les interruptions des signaux de modulation, il est nécessaire d'émettre une onde pilote à niveau faible.

L'onde porteuse doit nécessairement être obtenue avec un rapport signal/bruit suffisant pour ne pas introduire un seuil parasite notablement plus sévère que le quasi-seuil dû aux compresseurs-extenseurs, ce qui réduirait la portée de la liaison. C'est en ramenant à quelques centaines de hertz la bande passante des circuits de reconstitution de la porteuse que ce résultat peut être obtenu ; cela pose bien entendu des problèmes de stabilisation de fréquence et de phase comme dans le système à bande latérale unique : ces deux systèmes exigent en effet une reconstitution de la porteuse à la phase juste : dans le système à bande latérale unique, la combinaison de diversité ne peut s'effectuer correctement si les ondes démo-

dulées ne sont pas en phase, et dans le système à double bande, la porteuse doit posséder les mêmes relations de phase par rapport aux bandes latérales que la porteuse initiale, faute de quoi la démodulation ne se fait pas correctement.

Considérons maintenant, figure 4, le schéma de principe d'un émetteur à double bande latérale et porteuse supprimée.

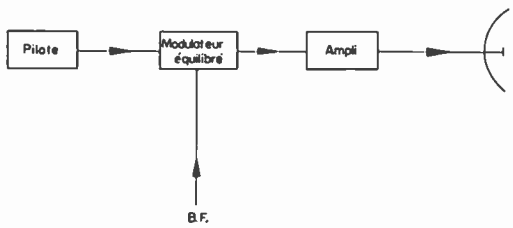


FIG. 4. — Système double bande latérale - émission.

L'émetteur comporte :

— un maître oscillateur dont la fréquence correspond à celle de l'onde porteuse ;

— un modulateur équilibré, qui fournit l'onde double bande à partir de l'onde porteuse et de l'onde à basse fréquence contenant l'information à transmettre ;

— un amplificateur de puissance.

Il n'est pas nécessaire de faire appel à une fréquence intermédiaire comme dans le cas des émetteurs à bande latérale unique ; la technique des modulateurs équilibrés permet en effet d'obtenir des taux d'intermodulation très faibles à des fréquences supérieures atteignant ou dépassant 1 000 MHz pour des puissances de crête de quelques watts.

Dans certains cas, pour des équipements légers, le modulateur peut constituer l'étage terminal de l'émetteur, comme dans celui que décrit J.P. COSTAS [11].

Le schéma de principe d'un tel émetteur est donc pratiquement aussi simple que celui d'un émetteur à porteuse transmise.

A partir de l'entrée du signal, le récepteur à double bande est identique à un récepteur à modulation d'amplitude ordinaire jusqu'à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Pour la démodulation, deux types de procédés sont à considérer : dans le premier, utilisé par COSTAS [11], par R.H. WOOD et W.P. WHYLAND [13], la démodulation synchrone est effectuée avec un oscillateur local asservi en phase ; cet asservissement est obtenu avec un discriminateur excité par deux circuits de démodulation de l'onde haute fréquence fonctionnant en quadrature (fig. 5).

Lorsque l'oscillateur local est en phase avec la porteuse initiale, la démodulation normale s'effectue dans la voie I ; dans la voie II, la porteuse reconstituée étant en quadrature avec la porteuse initiale, seule prend naissance une faible tension d'harmonique 2 de la fréquence de modulation.

Toute variation de phase de l'oscillateur par rapport à cet état d'équilibre fait apparaître dans le circuit de la voie II un certain taux de fréquence fondamentale dont l'amplitude est liée à l'écart de phase ; tout changement du signe de l'écart provoque une rotation de phase de 180° de ce signal fondamental.

Un circuit de commutation commandé par la voie I donne, à partir du signal de la voie II, une tension redressée dont la polarité et l'amplitude sont fonction de l'écart de phase ; cette tension sert à commander la phase de l'oscillateur local.

La bande passante du circuit de correction détermine les conditions de réception de la porteuse au point de vue du rapport signal/bruit. Cette bande passante est naturellement rendue plus étroite que celle d'une voie téléphonique afin d'éliminer les composantes de modulation et d'assurer à la porteuse reconstituée un niveau de bruit inférieur à celui de la voie.

Un second principe de démodulation, utilisé en très basse fréquence pour les systèmes à double bande, est décrit par W.S. CHASKIN et G.L. CURTIS [12].

Après l'amplification à fréquence intermédiaire, l'onde porteuse est reconstituée dans un premier canal ; dans un second canal est effectuée la démodulation.

Le canal de reconstitution de la porteuse comprend un circuit à caractéristique de transmission parabolique qui fait apparaître les produits correspondant aux fréquences doubles et à la fréquence somme des deux bandes latérales. La fréquence somme qui correspond au double de la fréquence porteuse est sélectionnée par un filtre à bande étroite ; comme dans le système de COSTAS, ce filtre conditionne le rapport signal/bruit de la porteuse reconstituée ; un dédoubleur de fréquence rétablit la fréquence

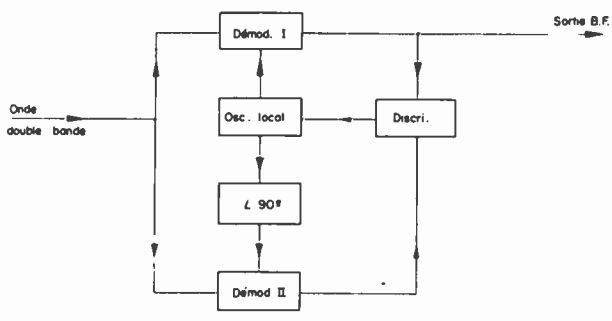


FIG. 5. — Démodulation synchrone.

de la porteuse initiale ; bien entendu cette reconstitution ne doit introduire aucune erreur de phase ; nous verrons plus en détail dans la description de la réalisation ici présentée les moyens utilisés pour conserver la phase.

Dans le deuxième canal, la porteuse reconstituée est appliquée au détecteur en même temps que l'onde à double bande ; pour réaliser la détection avec une linéarité excellente, le taux de modulation de l'onde reconstituée doit être faible ; cela conduit à

injecter un niveau de porteuse élevé par rapport à celui des bandes latérales.

Un procédé similaire est utilisé dans l'équipement expérimental que nous avons réalisé.

2. Réalisation de l'équipement

L'ensemble expérimental réalisé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée a été prévu pour le trajet de Paris à Caen représentant un affaiblissement moyen de propagation d'environ 201 dB ; cet équipement est susceptible de transmettre 30 voies téléphoniques à 900 MHz. La réception utilise deux récepteurs en diversité d'espace ; les aériens d'émission et de réception sont des paraboloïdes de 5 m de diamètre.

2.1. Emetteur

L'émetteur, comme nous l'avons mentionné, est composé d'un maître oscillateur, d'un modulateur et d'un étage de puissance.

Le maître oscillateur comprend un oscillateur à quartz à 11, 111 MHz suivi d'une chaîne de multiplicateurs de fréquence qui fournit l'onde à 900 MHz non modulée ; la stabilité relative de ce maître oscillateur est de 5.10^{-6}.

Le modulateur équilibré est la transposition dans le domaine des ondes décimétriques du modulateur de Carson dans lequel, rappelons-le, les deux ondes incidentes sont appliquées symétriquement aux grilles et aux cathodes de deux tubes électroniques ; les deux bandes latérales sont recueillies dans un circuit asymétrique excité par les anodes connectées en parallèle.

Dans le cas de l'émetteur à double bande, les tubes modulateurs sont des triodes pour hyperfréquences du type EC157.

L'onde à 900 MHz est appliquée entre grille et cathode de ces tubes par l'intermédiaire de deux lignes à bande dont les longueurs, différant d'une demi-longueur d'onde, assurent l'inversion de phase désirée. Un dispositif de réglage fin permet d'obtenir avec précision la phase correcte dont dépend l'atténuation de la porteuse.

Les tensions de modulation à basse fréquence sont appliquées symétriquement aux cathodes des tubes EC157 par l'intermédiaire de circuits à transistors à très faible impédance de sortie ; cela permet d'obtenir

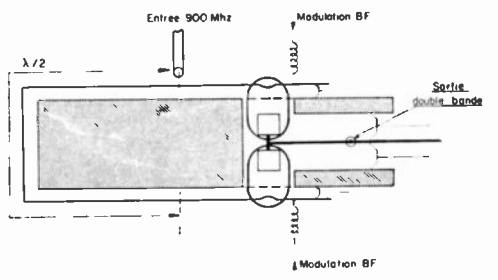


Fig. 6. — Modulateur équilibré - schéma de principe.

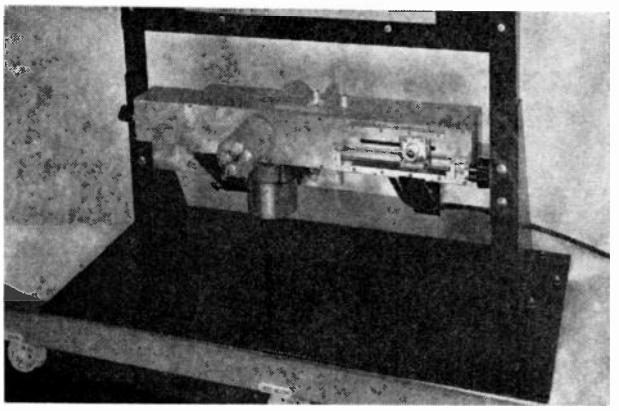


Fig. 7. — Modulateur équilibré - réalisation.

une caractéristique de transmission très linéaire malgré la variation des impédances de cathode au cours du cycle de modulation.

Une disposition géométrique adéquate réalise la mise en parallèle des anodes des deux tubes sur une ligne unique qui constitue le circuit de sortie du modulateur.

La figure 6 représente la disposition des circuits et la figure 7, la réalisation.

Les affaiblissements d'intermodulation, mesurés à la sortie de ce modulateur. sont de l'ordre de 50 dB pour l'ordre 2 et de 57 dB pour l'ordre 3 avec une puissance de sortie de 100 mW qui correspond à la puissance de crête de fonctionnement du système, cette puissance étant répartie entre les deux composantes servant à la mesure du produit d'intermodulation.

L'onde à double bande fournie par le modulateur au niveau de crête de 100 mW est amplifiée par un étage de puissance utilisant un klystron à quatre cavités dont le gain est de 40 dB ; la puissance de crête fournie par cet étage est de 1 kW.

Ce klystron n'est pas nécessairement le tube le mieux adapté au fonctionnement en modulation d'amplitude, surtout du point de vue du rendement ; cependant, pour un équipement purement expérimental, ce n'était pas un inconvénient. En outre il se prête, aussi facilement qu'un autre tube, à l'emploi d'un dispositif de linéarisation par contre-réaction différentielle d'enveloppe, dont le principe est donné par la figure 8 : des coupleurs directifs prélèvent une fraction très faible de la puissance d'entrée et de sortie ; la différence d'atténuation entre les deux coupleurs est égale au gain auquel on veut stabiliser le klystron, en sorte qu'après détection, pour une puissance d'excitation donnée, les tensions de sortie sont égales si ce gain est juste atteint.

Tout défaut de linéarité dans la caractéristique d'amplification du klystron se traduit par un déséquilibre de ces tensions ; ce déséquilibre est lié à la variation de gain instantané de l'amplificateur. La tension sortant du comparateur d'amplitude est utilisée pour commander un modulateur de gain, qui ramène celui-ci à une valeur constante quelle que soit la puissance HF appliquée.

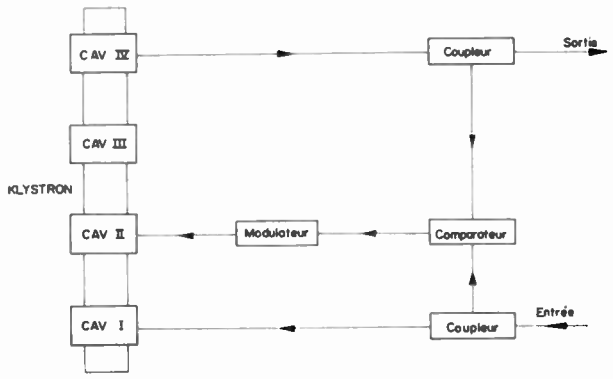


FIG. 8. — Circuit de linéarisation de l'étage de puissance.

Ce modulateur est constitué par une triode hyperfréquences dont le circuit d'anode est utilisé comme charge variable de l'une des cavités du klystron.

La figure 9 représente le résultat obtenu pour la caractéristique d'amplification du klystron dont la puissance de crête était de 1,4 kW.

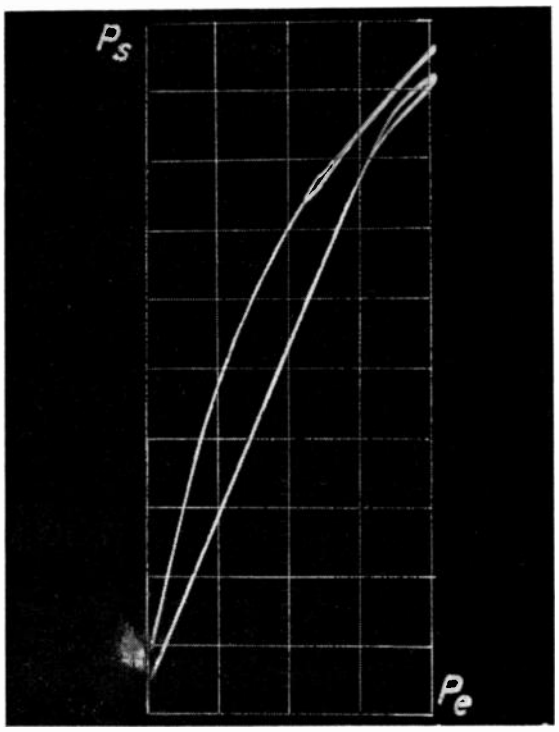


FIG. 9. — Caractéristique de klystron linéarisé.

Dans ces conditions, pour deux ondes à basse fréquence d'amplitudes égales, appliquées à l'entrée de l'émetteur, et dont la puissance globale correspond à 350 W à la sortie de l'étage de puissance, le niveau total des produits d'intermodulation est de −47 dB par rapport à cette puissance de sortie.

La figure 10 montre la réalisation de l'équipement d'émission.

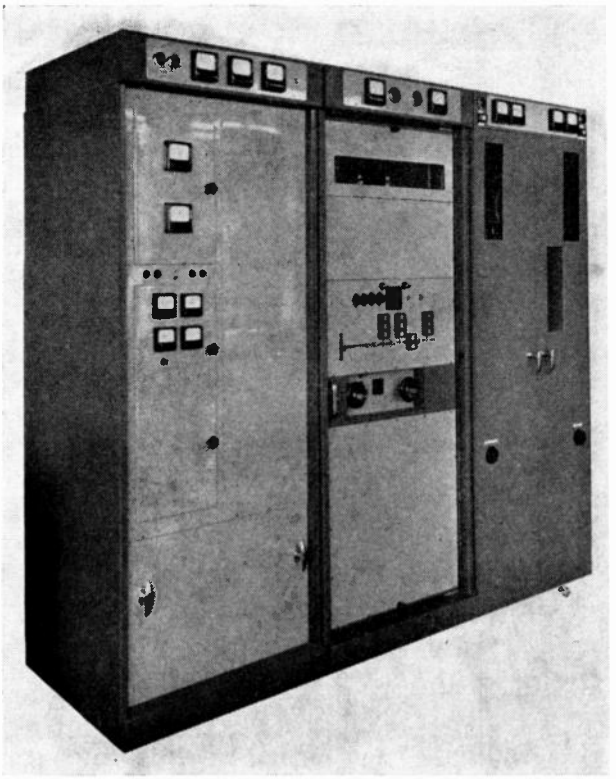


FIG. 10. — Equipement émission.

2.2. RÉCEPTEUR

L'étage de tête du récepteur est un amplificateur paramétrique dont le facteur de bruit est inférieur à 2 dB, le gain 17 dB et la bande, surabondante, 12 MHz ; cet amplificateur, étudié et réalisé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée par G. ANDRIEUX et G. ZAAIJER, est du type à réflexion : le signal est amplifié sans changement de fréquence grâce à la résistance négative présentée par l'amplificateur à la fréquence du signal.

Le circuit comporte une réactance non linéaire : la capacité d'une diode varactor, polarisée dans la zone de non-conductibilité, est accordée simultanément dans trois branches de circuit à la fréquence du signal, à la fréquence de pompage et à la fréquence différence (fréquence « idler »). Le circuit se comporte pour les faibles signaux comme un dipôle qui réfléchit une quantité d'énergie supérieure à l'énergie incidente.

Un circulateur à ferrite permet de séparer le circuit d'entrée de la charge représentée par le premier mélangeur, tout en assurant l'adaptation de ces deux circuits.

La source de pompage, dont la fréquence est de 6 000 MHz, est commune aux deux récepteurs fonctionnant en diversité. La figure 11 montre les deux amplificateurs de réception : on distingue les deux circulateurs en haut, latéralement les deux amplificateurs réalisés en guides d'onde, et en bas le guide d'onde qui amène l'énergie de pompage.

Cet amplificateur est suivi d'un double changement de fréquence.

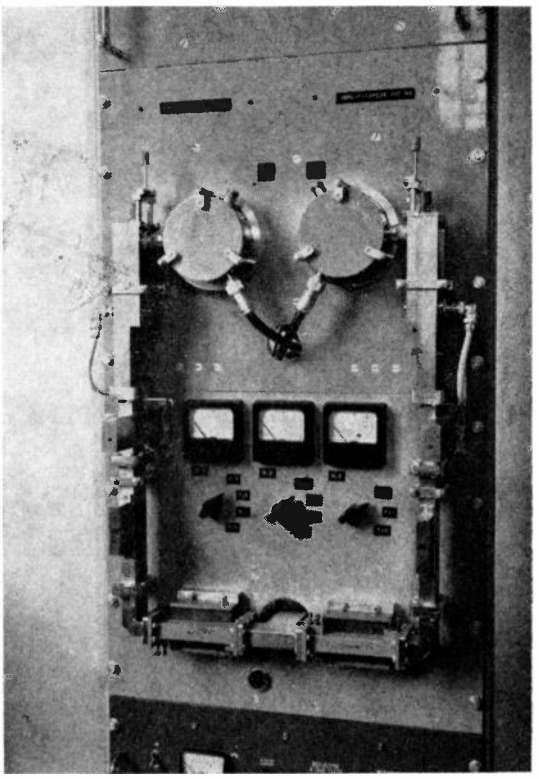


FIG. 11. — Amplificateurs paramétriques.

Le premier oscillateur de conversion de fréquence est piloté par un cristal de quartz ; sa stabilité est de l'ordre de 5.10^{-6}.

La première fréquence intermédiaire est de 35 MHz.

Le second oscillateur de conversion de fréquence, à 31,7 MHz, est asservi par un circuit de correction automatique de fréquence dont nous parlerons plus loin.

Le deuxième amplificateur à fréquence intermédiaire, accordé à 3,3 MHz, possède une bande passante de $\pm$ 170 kHz.

L'onde à double bande à 3,3 MHz fournie par cet amplificateur est stabilisée en niveau par un circuit de commande automatique de gain sensible à l'amplitude de l'onde pilote après démodulation.

Pour une variation de 70 dB à l'entrée du récepteur, le niveau de sortie varie de 1 dB.

La figure 12 montre le schéma synoptique du système de démodulation et de reconstitution de la porteuse utilisé dans les récepteurs.

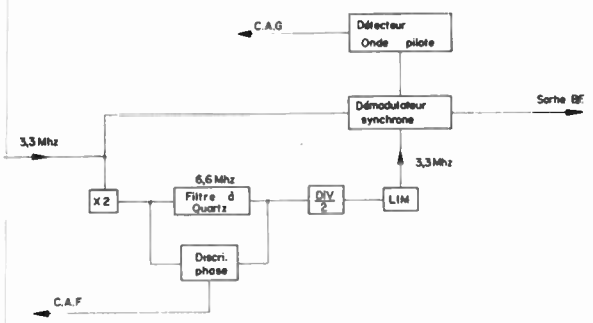


FIG. 12. — Récepteur expérimental double bande - démodulation.

Dans un premier canal dont la fonction est d'assurer la reconstitution de la porteuse, le signal à 3,3 MHz traverse un circuit non linéaire utilisant des diodes où sont engendrés les produits correspondant au double et à la somme des fréquences des ondes latérales.

Bien entendu, il est souhaitable de sélectionner la fréquence 6,6 MHz avec un filtre dont la bande passante est aussi étroite que possible, pour réduire le bruit dans la chaîne de reconstitution de la porteuse.

Comme la phase de la porteuse doit conserver une relation constante avec celle des bandes latérales, il importe d'assurer à tout moment un parfait centrage de l'onde à 6,6 MHz par rapport à la bande passante du filtre ; une solution simple consiste à commander la fréquence du deuxième oscillateur local par la variation de phase que subit l'onde porteuse en traversant le filtre.

On voit sur le schéma un discriminateur de phase placé en dérivation sur le filtre ; ce discriminateur fournit une tension de correction qui commande le circuit à réactance variable de l'oscillateur à 31,7 MHz.

La largeur de bande du filtre détermine par conséquent la capacité de correction du correcteur automatique de fréquence ainsi que son temps de réponse.

Pratiquement, une bande passante de $\pm$ 150 Hz a été donnée au filtre pour faire face aux fluctuations de quelques dizaines de hertz dues à l'effet Doppler et obtenir du premier correcteur de fréquence une possibilité de rattrapage d'erreur de fréquence de l'ordre de quelques 10^{-7}. Un deuxième correcteur de fréquence ou un système de recherche automatique peut être utilisé pour ramener à 10^{-5} la stabilité à exiger des oscillateurs.

A la sortie du filtre à quartz, l'onde à 6,6 MHz est utilisée comme source de pompage d'un circuit paramétrique dont la réactance variable est une diode jonction polarisée dans sa région de non-conductibilité. Le niveau d'énergie de l'onde à 6,6 MHz est tel que les conditions d'auto-oscillation soient satisfaites ; un circuit accordé à 3,3 MHz recueille l'onde engendrée à cette fréquence, dont la phase est liée à celle de l'onde à 6,6 MHz, à 180° près.

Un circuit limiteur assure la constance de l'amplitude de la porteuse et l'élimination de l'effet des composantes résiduelles de modulation qui pouvaient subsister ou être apparues ; la porteuse reconstituée est ensuite utilisée dans le deuxième canal pour démoduler les bandes latérales.

3. Comparaison avec les réalisations à bande latérale unique

Si l'on compare les problèmes de réalisation dans le système à bande latérale unique et le système à double bande et porteuse supprimée, un certain nombre d'avantages peuvent être retenus en faveur de ce dernier.

Ce sont notamment :

— l'extrême simplicité de l'émetteur liée à l'absence de filtrage et à l'absence de transposition de fréquence ;

— la nature symétrique du spectre transmis, qui permet de réaliser un dispositif de correction automatique de fréquence à capacité de rattrapage plus large que la bande du filtre de porteuse. La tolérance sur la stabilité des oscillateurs peut de ce fait être augmentée et ramenée à 10^{-5} pour une fréquence de travail voisine de 1 000 MHz, au lieu de quelques 10^{-8} dans un système à bande latérale unique comparable.

Ces deux avantages sont particulièrement importants dans le cas de matériels légers destinés à être envoyés sur des engins spatiaux.

III. RÉSULTATS OBTENUS EN PROPAGATION TROPOSPHÉRIQUE

Les mesures ont été effectuées entre juillet 1962 et février 1963 ; elles ont eu lieu d'abord en laboratoire, puis, au cours de l'hiver, sur le trajet hertzien Paris-Caen. Le but était d'étudier les possibilités d'utilisation de la modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons troposphériques et de comparer les résultats des essais avec les performances obtenues entre novembre 1958 et février 1959 lors de la première liaison troposphérique expérimentale Paris-Caen à modulation de fréquence.

1. Caractéristiques de la liaison

1.1. Signaux de modulation

Les expériences ont eu lieu en connexion avec un multiplex à courants porteurs réalisé par la Société T.R.T. La capacité est de trente voies, qui peuvent se situer entre 4 et 143 kHz. Pratiquement douze voies seulement étaient complètement équipées (60 à 108 kHz), ce qui n'empêchait en rien d'introduire des signaux particuliers à l'emplacement des autres voies. Naturellement les niveaux caractéristiques des signaux de modulation sont établis pour trente voies téléphoniques.

Les puissances de ces signaux sont repérées par rapport à la puissance moyenne développée dans une voie active : -10 dBmo. Nous avons pris le niveau -10 dBmo, bien que le signal utile soit de $-8{,}8$ dBmo après le passage à travers un compresseur, d'une part, parce que la différence de 1,2 dB n'est pas très grande, d'autre part, parce que nous avions à faire aussi un bon nombre d'essais sur des voies non équipées de compresseur-extenseur. Le niveau de l'onde pilote pour la liaison expérimentale est de -10 dBmo, sauf indication contraire.

Pour trente voies, au cours de l'heure chargée, le niveau de puissance moyenne dépassé moins de 1 % du temps est 1 dBmo.

Le niveau de signal sinusoïdal donnant, sauf pendant 1 % du temps, la même crête qu'un multiplex à trente voies est 7,5 dBmo. Le signal de test d'une voie est de 0 dBmo et celui du signal multiplex à prendre en considération pour la mesure des performances d'intermodulation, selon le C.C.I.R., est de 5 dBmo.

1.2. Evaluation du rapport signal/bruit de la liaison

La puissance maximale émise est de 1 kW ou 60 dBm. Dans ce qui suit, sauf indication contraire, cette puissance d'émission correspond au niveau de crête de 7,5 dBmo. La puissance émise correspondant au niveau moyen d'une voie active se situe donc à :

$$60 \text{ dBm} - 17{,}5 \text{ dB} = 42{,}5 \text{ dBm} .$$

Les aériens d'émission et de réception présentent un gain de l'ordre de 61,5 dB et l'on doit compter une perte de 2,5 dB dans les câbles d'antennes.

Sur la liaison Paris-Caen (fig. 13), l'affaiblissement médian de propagation total peut être estimé à 201 dB $\pm$ 5 dB, l'angle de diffusion étant de 1,5°.

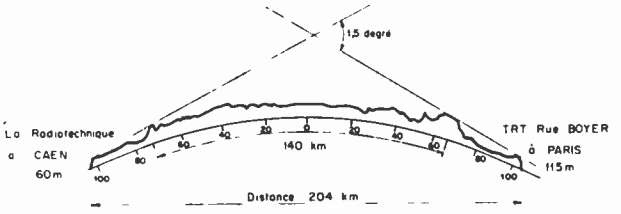


FIG. 13. — Profil du trajet de la liaison Paris-Caen.

La puissance à laquelle on peut s'attendre à la réception pour le niveau moyen d'une voie active est de :

$$42{,}5 \text{ dBm} + 61{,}5 \text{ dB} - 2{,}5 \text{ dB} - 201 \text{ dB} = -99{,}5 \text{ dBm, à } \pm 5 \text{ dB près.}$$

Le rapport signal/bruit théorique en sortie d'une voie peut être évalué de la façon suivante :

Le bruit thermique minimal théorique dans une bande de 3 100 Hz est, à 290 °K :

$$-174 \text{ dBm} + 35 \text{ dB} = -139 \text{ dBm} .$$

Le bruit dans une bande de même largeur, ramené à l'entrée du récepteur dont le facteur de bruit mesuré est de 2 dB, est de -137 dBm.

La figure 14 montre la courbe théorique du rapport signal/bruit en sortie d'une voie, en fonction du champ moyen reçu, pour un niveau moyen de la voie active à -10 dBmo. On a volontairement arrêté la courbe à l'abscisse -137 dBm qui correspond au quasi-seuil imposé par la présence de compresseurs-extenseurs (transition entre le renforcement du rapport signal/bruit et le renforcement du rapport bruit/signal).

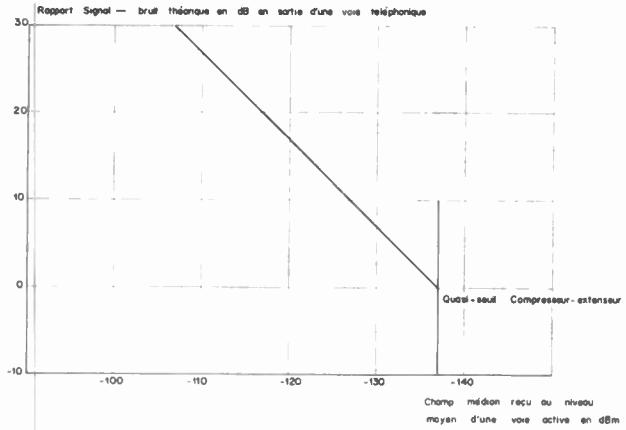


FIG. 14. — Rapport signal/bruit théorique en fonction du champ moyen reçu.

2. Programme des mesures

A titre de vérification, l'équivalent de transmission a été mesuré sur les douze voies téléphoniques complètement équipées (60-108 kHz).

A chaque voie du multiplex est appliqué un signal de fréquence 800 Hz et de niveau 0 dBmo.

La figure 15 montre cet équivalent de transmission.

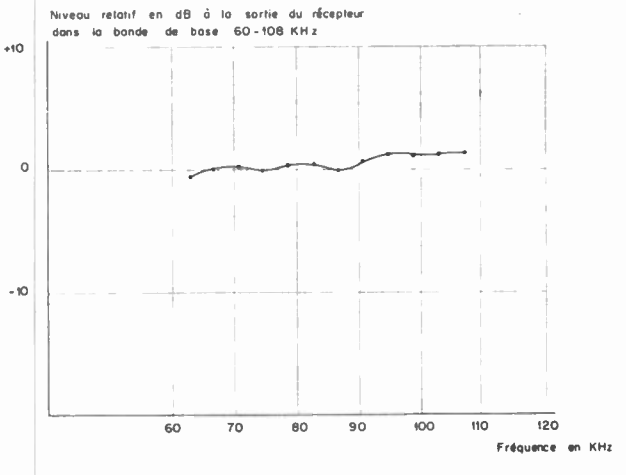


FIG. 15. — Equivalent de transmission de la liaison hertzienne.

2.1. MESURE DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT DANS LA LIAISON

Examinons la caractéristique du rapport signal/bruit dans la liaison, c'est-à-dire pratiquement du rapport signal/bruit thermique, car le niveau de bruit thermique est très supérieur au niveau de bruit d'intermodulation entre voies.

Ce rapport signal/bruit a été relevé en fonction de la puissance radioélectrique reçue.

Pour effectuer ce relevé, on utilise le fait que, le niveau de sortie du signal utile étant stabilisé par le système de correction automatique de gain, la tension de bruit recueillie dans un circuit de bande passante donnée a une amplitude inversement proportionnelle au champ reçu.

La mesure est faite au moyen d'un amplificateur sélectif. L'étalonnage de la puissance radioélectrique reçue s'effectue par substitution au câble d'antenne d'un générateur standard. Le niveau de signal fourni par le générateur est réglé pour donner à la sortie de l'amplificateur sélectif un bruit égal à celui qui apparaissait lorsque l'antenne était connectée. Cet étalonnage doit évidemment être fait à un moment où la propagation est particulièrement stable.

Le rapport signal/bruit est mesuré à la sortie des équipements radioélectriques. En général, le rapport signal/bruit à la sortie d'une voie téléphonique normale a d'ailleurs sensiblement la même valeur, car la contribution du système multiplex au bruit est négligeable. La mesure est répétée à la sortie d'une voie équipée de compresseurs-extenseurs. Ces éléments amènent une forte réduction du bruit pendant les interruptions des signaux de conversation.

Ces mesures ont été effectuées pendant des périodes de propagation relativement stables où, dans l'ensemble, les affaiblissements de propagation sont normaux. Pour atteindre des niveaux de champ reçu inférieurs à -115 dBm, on a joué sur le niveau de la puissance émise.

La courbe 1 de la figure 16 est la courbe de bruit théorique dans une voie. La courbe 2 a été relevée lors des essais sur le trajet Paris-Caen, l'onde pilote étant à -10 dBmo. La détérioration du seuil est due, en partie, à la structure statistique des fadings rapides ; nous y reviendrons d'ailleurs plus loin.

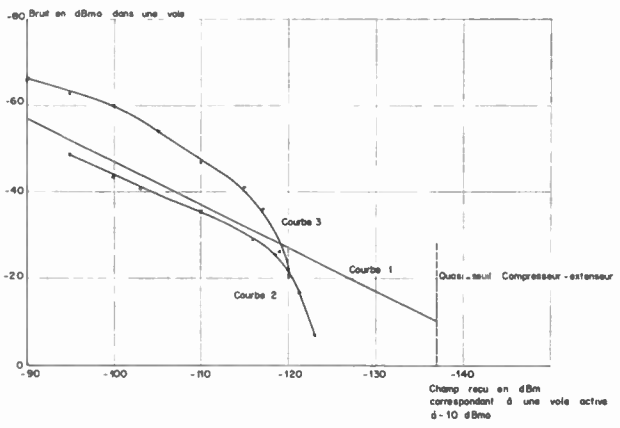


FIG. 16. — Rapport signal/bruit de la liaison en fonction du champ reçu.

La courbe 3 de cette même figure donne, dans des conditions identiques, le niveau de bruit en sortie d'une voie équipée de compresseurs-extenseurs.

2.2. MESURE DES NIVEAUX DE BRUIT D'INTERMODULATION

Comme, dans ce genre de liaison, les bruits d'origine thermique ont plus d'importance que les bruits

d'intermodulation, on s'est contenté d'examiner ces derniers par la méthode des couples de signaux sinusoïdaux. D'ailleurs, lors des essais en modulation de fréquence dont il a déjà été question, l'emploi de la méthode par alimentation en bruit blanc de l'ensemble des voies moins une et mesure du bruit d'intermodulation dans cette dernière, avait donné des résultats très voisins de ceux qu'on pouvait calculer à partir des mesures sur des produits individuels de composantes sinusoïdales.

Pour un multiplex à trente voies dont la bande de base s'étend entre 4 et 143 kHz, les niveaux de bruits d'intermodulation d'ordres 2 et 3 sont donnés en dBmo psophométriques, pour la charge C.C.I.R. de 5 dBmo, par les formules :

$$\Delta_2 = T_2 - 9{,}5 \text{ dB},$$

$$\Delta_3 = T_3 - 0{,}5 \text{ dB},$$

T_2 et T_3 correspondant aux moyennes pondérées des puissances des produits d'intermodulation respectivement du second et du troisième ordre pour des couples de composantes sinusoïdales à 0 dBmo chacune.

L'expérience a montré que, pour ce niveau, les puissances de distorsion d'ordre supérieur sont négligeables.

Le bruit d'intermodulation total est donné par la sommation de ces deux valeurs.

Les mesures ont été faites pendant des périodes relativement stables de propagation au moment où la puissance radioélectrique reçue était de -95 dBm en valeur médiane pour le niveau moyen de la voie active.

Les couples de signaux ont été choisis de manière à fournir des produits d'intermodulation répartis dans la bande du système de modulation. Les puissances des produits d'intermodulation donnent les moyennes pondérées suivantes :

$$T_2 = -44{,}5 \text{ dBmo} \quad \text{et} \quad T_3 = -45{,}5 \text{ dBmo},$$

ce qui conduit aux bruits d'intermodulation de :

$$\Delta_2 = -\ 54 \text{ dBmo psophométriques},$$

$$\Delta_3 = -46 \text{ dBmo psophométriques},$$

et à un bruit d'intermodulation total de :

$$\Delta = -45{,}4 \text{ dBmo psophométriques}.$$

L'expérience montre que ces bruits d'intermodulation sont comparables aux bruits d'origine thermique et affaiblis par l'utilisation de compresseurs-extenseurs. Dès lors la courbe 3 de la figure 16 permet d'évaluer l'amélioration correspondante. Le niveau de bruit d'intermodulation total est rejeté à $-61{,}5$ dBmo pour des voies équipées de compresseurs-extenseurs.

2.3. Apport de bruit thermique dû au système de reconstitution de la fréquence porteuse

Sur ce point, deux séries d'essais ont eu lieu, une en laboratoire et l'autre sur le trajet Paris-Caen.

Les essais de laboratoire ont été effectués directement sur la fréquence d'accord des circuits de reconstitution de la fréquence porteuse, l'émetteur étant un modulateur symétrique à diodes dont le niveau de résidu de porteur est à $-33{,}5$ dBmo. Le récepteur se compose de la chaîne de reconstitution de la fréquence porteuse, de l'ensemble des circuits de détection synchrone et d'un amplificateur à basse fréquence. On mesure, par l'intermédiaire de l'amplificateur sélectif, le bruit en sortie de l'amplificateur à basse fréquence en fonction du niveau d'un bruit blanc injecté à l'entrée, l'onde pilote étant à -10 dBmo.

Les résultats sont donnés par la courbe 2 de la figure 17. La partie linéaire de cette courbe a été rattachée à la courbe théorique de la liaison (courbe 1)

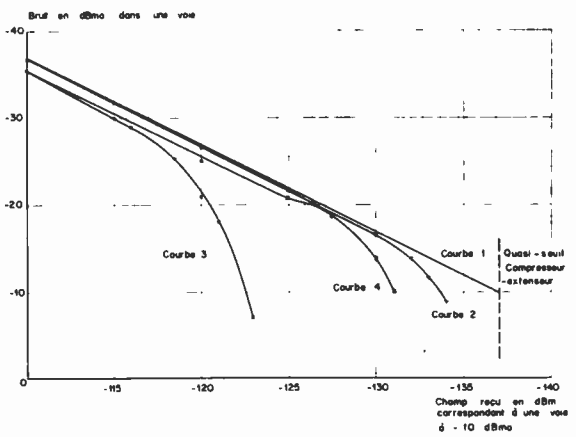


FIG. 17. — Rapport signal/bruit de la liaison en fonction du champ reçu.

ce qui permet de localiser, par rapport au quasi-seuil, le seuil du système de reconstitution de la fréquence porteuse dans son fonctionnement en laboratoire.

Le quasi-seuil théorique est donc masqué avec une marge de 3 à 5 dB par un seuil parasite dû au système de reconstitution de la fréquence porteuse.

Pendant les essais de liaison entre Paris et Caen, on s'est appliqué à vérifier la même caractéristique. Le signal à double bande est affecté de fluctuations de niveau dues à la propagation. La courbe 3 de la figure 17 donne le bruit en fonction du champ reçu dans la zone de seuil du système de reconstitution de la fréquence porteuse pour une onde pilote à -10 dBmo. Pour atteindre cette zone de fonctionnement de la liaison, ou l'on a agi sur la puissance émise, ou l'on a inséré un atténuateur variable à l'entrée du récepteur. La détérioration apparente du seuil par rapport à la courbe 2 de cette même figure est due à la structure statistique des fadings rapides, qui fait intervenir les bruits dans la chaîne de reconstitution de porteuse avec un facteur de crête apparent plus élevé : elle vaut une douzaine de dB.

Pour vérifier que la détérioration du seuil de la liaison par les caractéristiques de propagation se fait sentir principalement sur le système de reconstitution de la fréquence porteuse, on transpose, à l'émission comme à la réception, le niveau de l'onde pilote à 0 dBmo.

La courbe relevée est donnée en 4 sur la figure 17.

Le déplacement du niveau de l'onde pilote de 10 dB a amélioré le seuil de la transmission de 8,5 dB environ. Cette amélioration du seuil parasite est, en fait, obtenue pendant un fort pourcentage du temps même si l'onde pilote n'est qu'au niveau −10 dBmo ; en effet, il suffit que quelques voies soient alimentées en courants vocaux pour que la reconstitution de porteuse bénéficie d'une augmentation du rapport signal/bruit voisine de celle que procure l'augmentation du niveau de l'onde pilote.

3. Comparaison des performances obtenues en modulation de fréquence et en modulation d'amplitude à porteuse supprimée sur le trajet Paris-Caen

Etablissons à présent la comparaison des seuils de fonctionnement dans les équipements de transmission à modulation de fréquence (essais 1958-1959) et à modulation d'amplitude double bande à porteuse supprimée (essais 1962-1963).

3.1. Comparaison des seuils de fonctionnement

Les essais de liaison ayant eu lieu à des périodes différentes, et les atténuations en propagation troposphérique étant très fluctuantes par nature, les comparaisons numériques strictes entre les deux systèmes de modulation doivent être faites sur des mesures relevées en laboratoire ; au surplus, les mesures en propagation ont, à leur précision près, pleinement confirmé les mesures comparatives en laboratoire.

D'après celles-ci, le récepteur troposphérique à modulation de fréquence a un seuil de fonctionnement apparaissant au niveau de −91 dBm, le facteur de bruit du récepteur étant de 8 dB.

Dans des conditions analogues, le seuil propre au système de reconstitution de la fréquence porteuse dans le système à modulation d'amplitude correspond à une puissance à l'entrée du récepteur de −132 dBm pour une onde pilote émise à −10 dBmo. Pour le niveau de signal sinusoïdal donnant la même crête qu'un multiplex à trente voies téléphoniques, cela correspond à une puissance reçue de 114,5 dBm. Le facteur de bruit du récepteur utilisé pour ces mesures est de 2 dB.

L'amélioration présentée par l'équipement à modulation d'amplitude par rapport à celui à modulation de fréquence est de :

$$-91 \text{ dBm} + 114{,}5 \text{ dBm} = 23{,}5 \text{ dB}.$$

En tenant compte des facteurs de bruit différents des deux récepteurs, l'amélioration propre au procédé de modulation est de 17,5 dB.

Ce résultat est obtenu en comparant la puissance de crête dans le cas de la modulation d'amplitude à la puissance moyenne constante dans le cas de la modulation de fréquence. Bien entendu, si les comparaisons étaient établies pour une puissance moyenne identique, l'amélioration pourrait être de 24 dB.

Cependant, comme nous l'avons vu, il peut être jugé utile d'augmenter de 10 dB le niveau de l'onde pilote, ce qui conduit à lui allouer une puissance non négligeable et ramène l'amélioration à 21 dB.

3.2. Comparaison en fonction de la qualité des voies téléphoniques

Les signaux de sortie sur voies téléphoniques ont fait l'objet d'enregistrements sur bandes magnétiques effectués à la réception lors des essais de transmission à modulation d'amplitude sur la liaison Paris-Caen. Il s'agit de textes lus à l'émission par l'intermédiaire d'un combiné téléphonique.

On peut notamment citer huit enregistrements dont les deux premiers correspondent à un affaiblissement de propagation sensiblement égal à la valeur médiane, le second portant sur une voie avec compresseur-extenseur. Les quatre enregistrements suivants correspondent à une puissance de réception inférieure de 15 dB, et on peut y distinguer les effets de la réception en diversité et de l'emploi des compresseurs-extenseurs. Ce champ paraissait à peu près limite avec le niveau de l'onde pilote à −10 dBmo, mais on a pu constater qu'en élevant de 10 dB le niveau de l'onde pilote, ce qui change assez peu la puissance maximale équivalente à trente voies (37,2 W au lieu de 31,6), on pouvait recevoir de façon encore satisfaisante avec 10 dB d'atténuation supplémentaire. C'est ce qu'a démontré le septième enregistrement. Le dernier enregistrement a été fait pour correspondre à un affaiblissement de propagation intermédiaire (de 10 dB supérieur à l'affaiblissement médian), condition déjà défavorable mais assez fréquemment rencontrée. On a replacé le niveau de l'onde pilote à −10 dBmo.

Les niveaux les plus bas de champ reçu étaient obtenus au moyen d'une atténuation supplémentaire et artificielle de la puissance transmise.

N° de l'enregistrement	Puissance moyenne émise par voie active en watts	Puissance maximale émise pour trente voies en watts
1	17,7	1 000
2	17,7	1 000
3	0,56	31,6
4	0,56	31,6
5	0,56	31,6
6	0,56	31,6
7	0,056	3,72
8	1,77	100

Pour obtenir la puissance maximale émise pour trente voies en partant d'une voie active au niveau

— 10 dBmo, il faut multiplier cette dernière par 56,5 (17,5 dB) lorsque le pilote est à — 10 dBmo et par 66,5 (18,2 dB) lorsque le niveau de l'onde pilote est placé à 0 dBmo. On voit alors que l'enregistrement n° 7, qui présente des conditions de réception tout à fait intelligibles, correspond à une puissance maximale émise de 37,2 W pour un affaiblissement de 201 dB. Notamment, les interruptions par fading rapide y occupent environ 2 % du temps, ce qui permet de penser qu'on se trouve largement au dessus du seuil parasite, sans que l'on puisse dire exactement de combien de décibels.

Le seuil en modulation de fréquence se situait aux environs de — 91 dBm, ce qui, pour un affaiblissement de 201 dBm et une marge de fading rapide de 11 dB correspondait à une puissance émise de 1,5 kW. Si l'on prend une marge égale à 10 dB par rapport à l'enregistrement n° 7 (ce qui donne une marge certainement supérieure à 10 dB par rapport au seuil réel), la puissance de crête nécessaire à l'émission en modulation d'amplitude sans porteuse est de 37,2 W. Le rapport d'amélioration en puissance des conditions de seuil est donc, à coup sûr, notablement supérieur à 1 500/37,2 # 40 soit 16 dB, si on prend la référence à la puissance de crête. Si, tenant compte de la même marge de sécurité, on prend référence à la puissance moyenne émise, qui est alors de 12,4 W, le rapport d'amélioration est certainement supérieur à 1 500/12,4, soit environ 21 dB. On constate d'ailleurs sur ces enregistrements que les pointes de fading ne présentent pas subjectivement l'allure d'un déferlement de vagues comme en modulation de fréquence, ce qui confirme que le seuil a ici un caractère beaucoup moins abrupt ; le rapport d'amélioration sur lequel on peut compter correspond sensiblement à celui qui pouvait être déduit des prévisions théoriques et des mesures en laboratoire.

On peut en tous cas assurer, à la suite de ces essais, qu'on obtient une fiabilité de transmission certainement supérieure à celle que donnait la modulation de fréquence avec une puissance émise de 1,5 kW, en utilisant seulement une puissance moyenne de 12,4 W ou une puissance de crête de 37,2 W à l'émission, résultat qu'il a paru intéressant de mentionner.

IV. CONCLUSION GÉNÉRALE

Pour résumer ce qui précède, on peut affirmer, en se fondant sur l'expérience aussi bien que sur la théorie, qu'à fiabilité égale, le procédé de transmission par modulation d'amplitude à double bande et porteuse supprimée permet, par rapport au système à modulation de fréquence :

1° dans le cas de la liaison traitée, de réduire la puissance moyenne émise de 21 dB, c'est-à-dire dans un rapport 126 ;

2° dans le cas d'une liaison similaire, à puissance moyenne émise égale, de doubler à peu près la portée des équipements en propagation transhorizon ou de la multiplier par 11 en propagation en vue directe (applications spatiales) ;

3° dans le cas d'une liaison similaire et d'émetteurs ayant les mêmes possibilités de puissance moyenne, d'employer des aériens de diamètre 3,35 fois plus petit ;

4° dans un cas quelconque, d'effectuer un dosage approprié entre les trois possibilités précédentes.

Par ailleurs, le système à modulation d'amplitude et porteuse supprimée se prête à la réalisation d'équipements notablement plus simples que le système à bande latérale unique, surtout en ondes décimétriques ou plus courtes.

***

Les auteurs remercient la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent travail.

BIBLIOGRAPHIE

[1] TELFORD M. — Tropospheric scatter system evaluation. *J. Brit. IRE*, 511-523, September 1958.

[2] EGLI J.J. — UHF radio-relay system engineering, *PIRE*, 115-124, January 1953.

[3] GIGER A.J. and CHAFFEE J.G. — The FM demodulator with negative feedback. *BSTJ*, July 1963.

[4] ENLOE L.H. — Decreasing the threshold in FM by frequency feedback. *PIRE*, January 1962.

[5] RIZZONI E.M. — Compandor loading and noise improvement in frequency division multiplex radio-relay systems. *PIRE*, 48 (2), 208-220, February 1960.

[6] HERN H.D. and ULSTAD M.S. — A method of improving reception in FM communications. *IRE Wescon Conv. Rec.*, part. 8, 46-52, 1958.

[7] CHAFFEE J.G. — The application of negative feedback to frequency-modulation systems. *BSTJ*, 18, 404-437, May 1939.

[8] GRAYSON H., MCLEOD T.S., DUNKLEY R.A.G. and DAWSON G. — Circuit technique in FM microwave links. *PIEE*, part. III, September 1952.

[9] MORITA M. and ITO S. — High sensitivity receiving system for frequency modulated wave. *IRE Convention*, part. 5, 228-237, 1960.

[10] MORROW W.E., MACK C.L., NICHOLS B.E. and LEONHARD J. — Single sideband techniques in UHF long range communications. *PIRE*, 44 (12), 1854-1873, December 1956.

[11] COSTAS J.P. — Synchronous communications. *PIRE*, 44 (12), 1713-1718, December 1956.

[12] CHASKIN W.S. and CURTIS G.L. — Double sideband suppressed carrier multiplex equipment for cable and microwave applications. *IRE Transactions on Communications Systems*, 92-94, June 1959.

[13] WOOD R.H. and WHYLAND W.P. — A synchronous communications receiver for military UHF band. *IRE Transactions on Communications Systems*, 129-133, June 1959.

UN RÉSEAU DE CONNEXION POUR CENTRAL TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE

PAR

J. DUQUESNE et M. ROUZIER

Ingénieur et Inspecteur Principal Adjoint des Télécommunications
Département Recherches sur les Machines Électroniques
Centre National d'Études des Télécommunications

1. Introduction

L'automatisation de la commutation téléphonique, c'est-à-dire des moyens nécessaires à l'établissement et à la rupture des communications, a suivi de près l'invention du téléphone. C'est en effet en 1892, seize ans après la présentation du premier appareil téléphonique par Graham Bell, que le premier autocommutateur public a été mis en service dans la petite ville de La Porte (Indiana) aux Etats-Unis. Après plus d'un demi-siècle, l'électronique est entrée dans le domaine de la commutation, également aux Etats-Unis, où un central électronique a été expérimenté à partir de Novembre 1960 pendant un peu plus d'un an à Morris (Illinois) [1]. Trois centraux expérimentaux ont été ensuite mis en service entre novembre 1962 et juillet 1963 en Grande-Bretagne et en Allemagne Fédérale [2], [3], [4].

L'objet de cet article est de décrire les travaux du Centre National d'Etudes des Télécommunications (Département « Recherches sur les Machines Electroniques ») dans le domaine des réseaux de connexion électroniques, travaux qui vont se concrétiser par la mise en service au début de 1965 à Lannion (Côtes-du-Nord) d'un central expérimental [5].

Avant de décrire les caractéristiques et les grandes lignes de l'organisation du réseau de connexion du central électronique de Lannion, nous préciserons le rôle que joue le réseau de connexion dans un autocommutateur et nous donnerons quelques idées sur les diverses possibilités qui s'offrent à l'ingénieur dans ce domaine, sur le plan des principes comme sur celui de la technologie.

2. Rôle du réseau de connexion dans un central téléphonique

Le réseau de connexion comprend les organes destinés à acheminer les courants alternatifs engendrés par les microphones des abonnés en conversation, Si, par exemple, 10 000 postes d'abonnés sont raccordés au central, le réseau de connexion devra permettre de relier entre eux deux quelconques de ces 10 000 postes, en supposant connue l'identité du demandeur et du demandé. En d'autres termes, on peut distinguer dans le central, les organes d'enregistrement du numéro de l'abonné demandé, de taxation de l'abonné demandeur et les organes de connexion de l'abonné demandeur avec l'abonné demandé.

Cette distinction s'est introduite au fur et à mesure du perfectionnement des systèmes de commutation et de la spécialisation de leurs sous-ensembles : dans les systèmes les plus anciens, les mêmes organes effectuaient les opérations d'enregistrement et de connexion.

Parmi les organes chargés de connecter entre eux deux abonnés, on peut enfin distinguer les organes de concentration et les organes de connexion, proprement dits, ou de brassage. Un principe très général en commutation téléphonique consiste à proportionner le nombre d'organes d'un central au trafic qu'ils ont à écouler. Ce principe, qui semble s'imposer a priori, entraîne des conséquences importantes. En effet le trafic écoulé par un organe se mesure par le nombre d'appels qu'il peut traiter en un temps donné ; ce nombre dépend évidemment du temps de prise de l'organe considéré, c'est-à-dire du temps qu'il met à traiter un seul appel. Il en résulte qu'on aura intérêt à classer en plusieurs types les opérations à effectuer pour établir et libérer une communication. Chaque type d'opération sera effectué par un organe spécialisé dont le temps de prise sera réduit au strict minimum et dont le nombre total sera calculé pour assurer une bonne qualité de service aux abonnés. Dans cet ordre d'idées, on est amené à tenir compte du fait que tous les abonnés d'un central ne téléphonent pas tous en même temps. En fait, dans la plupart des centraux téléphoniques, la ligne d'un abonné est occupée, pendant l'heure la plus chargée, environ 8 % du temps en moyenne. Il en résulte que le central devra pourvoir écouler entre 400 et 800 communications simultanées seulement (suivant qu'il s'agit de trafic local ou extérieur) avec une certaine probabilité de

« perte » due au fait que la valeur de 8 % est une valeur moyenne et non une valeur instantanée. Pour tenir compte de cette dernière il faut dimensionner plus largement le central dans des proportions qui sont données par des calculs de probabilité [6], [7].

Le nombre de communications simultanées étant très inférieur au nombre d'abonnés du central, on est amené à prévoir des étages de concentration (ou étages de « présélection ») qui, comme leur nom l'indique, permettent de concentrer le trafic d'un groupe d'abonnés sur un nombre plus faible de « lignes de concentration ». Le rôle du réseau de brassage ou réseau de connexion proprement dit sera de permettre l'interconnexion deux à deux de n'importe quelles lignes de concentration. Une telle organisation est schématisée sur la figure 1 où l'on a fait

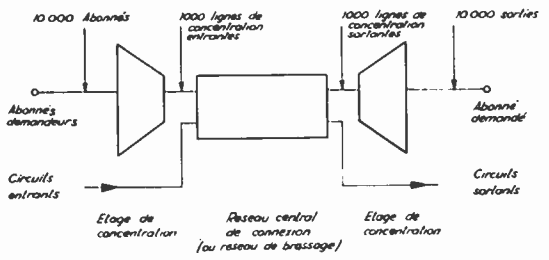


FIG. 1. — Réseau de connexion.

figurer également les circuits, entrants et sortants, en provenance ou à destination des autres centraux reliés au central considéré. Ces circuits véhiculant déjà un trafic important n'ont pas besoin d'être eux-mêmes concentrés.

L'étude qui va suivre s'appliquera plus particulièrement au réseau central de connexion (que l'on appellera désormais simplement « réseau de connexion ») et on renverra le lecteur aux publications traitant des étages de concentration : [8], [9], [10].

3. Problèmes posés par le réseau de connexion

Ces problèmes peuvent être classés en trois catégories. Ils tiennent d'abord à la technologie du point de connexion lui-même, puis à la façon dont un point de connexion est choisi puis libéré au cours d'une communication, enfin à la manière dont les points de connexion sont reliés les uns aux autres pour former le réseau de connexion du central téléphonique.

3.1. Technologie du point de connexion

Jusqu'à ces dernières années, on n'envisageait que des dispositifs électromécaniques, c'est-à-dire des contacts métalliques établis par des relais ou des électro-aimants. On pense maintenant à des points de connexion électroniques, c'est-à-dire pratiquement à base de semiconducteurs. Ces derniers peuvent être affectés à une conversation téléphonique donnée pendant toute la durée de celle-ci — on parle alors de commutation « spatiale » — ou pendant une faible fraction de temps, de l'ordre d'un pour cent par exemple, et on dit que l'on fait de la commutation « temporelle » selon un principe analogue aux multiplex à division dans le temps.

3.1.1. *Divers types de points de connexion électromécaniques*

Depuis l'invention par Strowger en 1889 du premier sélecteur pour centraux téléphoniques automatiques, un certain nombre de points de connexion ont vu le jour. On peut les classer en trois catégories : les systèmes rotatifs à contacts glissants, les systèmes crossbar, et les systèmes utilisant des relais à contacts scellés ou relais à tiges (reed - relays).

a) *Les systèmes rotatifs*

Ils peuvent eux-mêmes se subdiviser en systèmes à simple mouvement et systèmes à double mouvement. Le système Strowger appartient à ce dernier type ainsi que le système Ericsson à 500 points et, dans une certaine mesure, les systèmes Panel et Rotary 7A. Les systèmes à simple mouvement ont été crées par la suite ; on peut citer parmi eux les systèmes R6, L43, Rotary 7 B1, Siemens EMD. Le principe est toujours semblable : des balais conducteurs dont le déplacement est commandé par un électro-aimant glissent sur des contacts*. Dans les systèmes à simple mouvement, les contacts sont disposés en arc de cercle, les balais tournant autour de celui-ci.

Dans les systèmes à double mouvement, les balais se déplacent suivant des coordonnées cylindriques (Strowger, Rotary 7A), polaires (Ericsson à 500 points) ou cartésiennes (Panel, Ericsson XY).

b) *Les systèmes crossbar*

Le progrès a consisté dans les systèmes à contacts glissants à passer du mouvement selon deux coordonnées à un mouvement plus simple selon une seule coordonnée, c'est-à-dire en pratique une rotation. Le progrès apporté par les systèmes crossbar a consisté à remplacer des mouvements de grande amplitude par des mouvements de faible amplitude analogues à ceux qu'effectuent les armatures et les contacts des relais électromécaniques classiques. La diminution de l'amplitude de ces mouvements permet, d'une part, une diminution du temps de fonctionnement des organes et d'autre part, une diminution de l'usure des pièces mécaniques, et partant une meilleure fiabilité. Tous les types de commutateurs crossbar existants se ressemblent beaucoup et ne diffèrent pratiquement que par leur capacité. En effet, un commutateur crossbar peut être considéré schématiquement comme une matrice de points de connexion (fig. 2), c'est-à-dire un arrangement en tableau rectangulaire comportant un certain nombre d'entrées et de sorties, chaque point de connexion pouvant comporter lui-même un certain nombre n de contacts (de 3 à 10 en pratique).

On n'insistera pas sur la réalisation mécanique de ces commutateurs, renvoyant le lecteur aux ouvrages spécialisés traitant de la question [11]. On remarquera

(*) Notons cependant que dans le système Siemens EMD les fils de conversation sont commutés après arrêt du sélecteur ce qui évite le glissement des contacts.

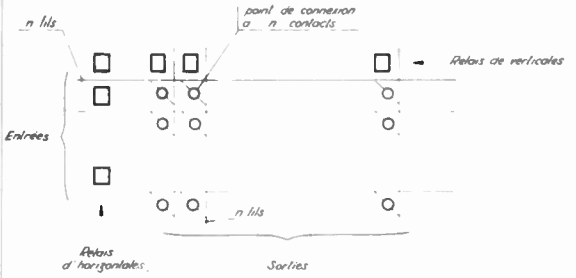


FIG. 2. — Représentation schématique d'un commutateur Crossbar.

toutefois que la mise au travail d'un point de connexion, c'est-à-dire l'établissement d'une liaison métallique entre une ligne et une colonne de la matrice de la figure 2, nécessite l'excitation d'un relais correspondant à la ligne (électro-aimant d'horizontale), puis d'un relais correspondant à la colonne (électro-aimant de verticale), enfin le relâchement du relais d'horizontale. Le maintien de la liaison s'effectue grâce au relais de verticale : on verra par la suite qu'il peut avoir lieu à l'aide d'un contact métallique alimentant la bobine du relais (maintien électrique) ou par l'action d'un aimant permanent associé au relais (maintien magnétique). Si la matrice est à p lignes et q colonnes, il faudra donc $p + q$ relais pour assurer toutes les liaisons possibles.

c) *Les relais à contacts scellés*

Plus récemment sont apparus les relais à tiges [12] dont les contacts constitués chacun de deux tiges métalliques placées en regard l'une de l'autre sont scellés dans une ampoule remplie de gaz inerte (fig. 3). L'application d'un champ magnétique parallèle aux tiges permet de les faire s'attirer et entrer en contact.

FIG. 3. — Contact scellé pour relais à tiges.

Ce champ magnétique peut être créé par exemple par un solénoïde d'axe parallèle aux tiges. Un certain nombre de relais peuvent être disposés sous forme de matrice pour former l'équivalent d'un commutateur crossbar. Dans l'hypothèse où chaque point de connexion comporte un solénoïde de commande, on voit qu'une matrice de p lignes et q colonnes nécessite pq solénoïdes.

Les relais à tiges apportent un progrès dans deux domaines : celui de la fiabilité puisque les contacts établissant les communications sont sous enveloppe scellée, c'est-à-dire à l'abri de la poussière et de l'oxydation ; celui de la rapidité de fonctionnement, car le temps de commutation d'un relais à tige est de l'ordre de la milliseconde contre une vingtaine de millisecondes pour un commutateur crossbar.

3.1.2. *Les points de connexion électroniques*

Le développement de l'électronique a conduit les spécialistes de la téléphonie à envisager l'utilisation de composants électroniques pour remplacer les contacts métalliques des divers types que l'on vient d'énumérer, ce qui permettrait de profiter de la rapidité de fonctionnement de ces composants — environ mille fois plus grande que celle des relais à contacts scellés — et de leur usure absolument nulle puisqu'aucun mouvement mécanique n'entre en jeu.

a) *Commutation spatiale*

Si l'on veut réaliser des commutateurs de type spatial c'est-à-dire, rappelons-le, dans lesquels un point de connexion est mis au travail pendant toute la conversation des abonnés, il est commode d'avoir un dispositif bistable que l'on puisse placer dans l'un de ses deux états d'équilibre par des impulsions de courte durée (en d'autres termes un dispositif constituant une « mémoire unitaire ») et présentant, entre deux bornes d'entrée, une impédance très élevée dans un état et très faible dans l'autre.

Le premier dispositif présentant ces caractéristiques que l'on ait utilisé est le *tube à gaz à cathode froide* [13]. La caractéristique tension (V) courant (I) est donnée sur la figure 4. Si l'on met en série le tube à gaz avec

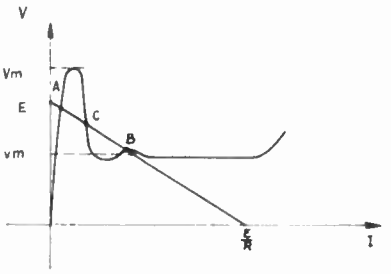


FIG. 4. — Caractéristique d'un tube à gaz.

une alimentation continue de force électromotrice E et de résistance interne R, choisies de telle façon que la droite de charge d'équation $V = E - RI$ coupe la caractéristique en trois points A, B, C, le tube peut prendre l'un des deux états stables correspondant aux points A et B. Au point A, le tube présente une résistance différentielle élevée (de l'ordre du mégohm), au point B une résistance différentielle faible pouvant même devenir légèrement négative. Les tensions V_a d'amorçage et V_m de maintien peuvent être respectivement de l'ordre de 180 V et 100 V.

Ces valeurs élevées de tensions ne permettent pas une association très facile des tubes à gaz avec les transistors qui, on le sait, fonctionnent à basse tension. De plus, pour obtenir des temps de commutation faibles (inférieurs à une milliseconde par exemple), on doit prendre des dispositions telles que l'adjonction d'une cathode photoélectrique. Enfin les tubes à gaz présentent une fiabilité nettement inférieure à celle des dispositifs à semiconducteurs. C'est pour cette raison que des tubes à gaz à cathode froide, après avoir été utilisés dans

des systèmes expérimentaux [14], [15], sont actuellement abandonnés.

Aussi c'est vers des points de connexion à semiconducteurs que l'on s'est orienté par la suite. Ils peuvent être réalisés sous deux formes :

— la forme « intégrée » qui, comme pour le tube à gaz, rassemble les caractéristiques énumérées plus haut dans un seul composant ;

— la forme « éclatée » qui reproduit ces caractéristiques au moyen de plusieurs composants plus classiques tels que des transistors, des diodes, des résistances.

La forme intégrée est représentée par le triode et la diode PNPN [16]. Les caractéristiques (fig. 5) de cette dernière sont fonction des fronts des impulsions de commande, ce qui se traduit par une possibilité de basculement de la diode, de l'état bloqué à l'état passant, sous l'action de parasites très brefs. La protection des points de connexion contre de tels parasites étant relativement délicate, on a été amené à

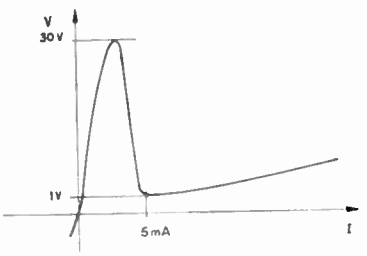


FIG. 5. — Caractéristique d'une diode PNPN.

s'orienter vers des triodes PNPN qui ne sont autres qu'un transistor auquel on a ajouté une jonction supplémentaire. Ce dispositif est pratiquement insensible aux parasites grâce au potentiel de blocage que l'on peut appliquer sur la base. Lorsque l'on polarise en direct celle-ci et qu'un courant I_b la parcourt, la caractéristique (fig. 6) se déforme. Si la triode est polarisée pour $I_b = 0$ de façon que la droite de charge coupe la caractéristique en trois points $A\ B\ C$, cette dernière passe au dessous de la droite de charge lorsque I_b croît ; si, de plus, le point de fonctionnement initial était A (état bloqué), le point de fonctionnement passe en B (état passant). Le passage inverse de

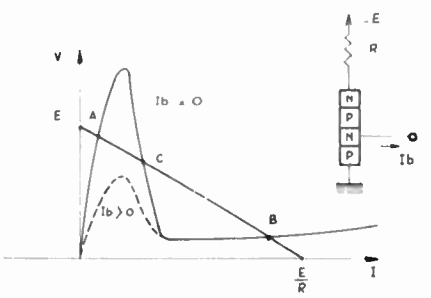


FIG. 6. — Caractéristique d'une triode PNPN.

l'état passant à l'état bloqué pourra se faire en coupant le courant, par exemple au moyen d'un transistor placé en série avec la triode.

Les triodes PNPN n'ont actuellement pas d'autre application technique que la commutation électronique, aussi on peut penser les remplacer par des montages sous forme éclatée, ce qui peut mener à des réalisations plus économiques. On décrira par la suite un tel point de connexion, mais il est bien évident que l'on peut imaginer de nombreux montages réalisant les caractéristiques souhaitées au moyen de composants classiques fabriqués en grande série.

On peut remarquer, en ce qui concerne les points de connexion électroniques, que ces derniers présentent actuellement certaines infériorités par rapport aux points de connexion classiques à contacts métalliques. En effet, les impédances d'un point de connexion électronique dans l'état bloqué et dans l'état passant, sont respectivement beaucoup moins élevées et beaucoup moins basses que celles d'un point de connexion classique. Toutefois le rapport nécessaire entre ces deux valeurs (imposées d'une part par l'affaiblissement diaphonique entre deux communications, d'autre part par l'affaiblissement admissible) est atteint par de nombreux points de connexion électroniques. D'autre part, le circuit électrique de commande de ces derniers est entièrement indépendant du contact qu'il établit, alors qu'un point de connexion électronique nécessite des polarisations communes au circuit de commande et au circuit d'utilisation. Cette dernière sujétion oblige à prévoir un isolement des lignes entrant sur le réseau par translateur (fig. 7), ce qui introduit un affaiblissement supplémentaire qui peut ne pas être négligeable. On verra, par la suite, comment on peut être amené à compenser un tel affaiblissement.

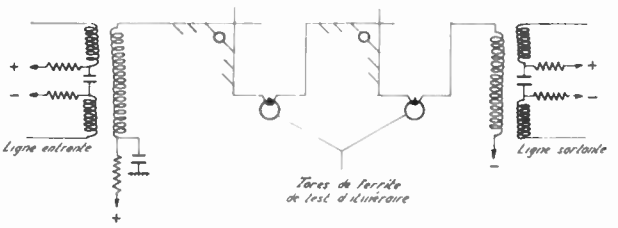


FIG. 7. — Réseau de connexion, isolement des lignes entrantes et sortantes, test d'itinéraire direct.

On pourrait imaginer des points de connexion faisant intervenir des effets autres que l'effet transistor et ne nécessitant pas un isolement du réseau. L'effet Hall, l'effet magnéto-résistant ou photorésistant satisfont à cette condition, mais ne fournissent pas, au moins dans l'état actuel de la technique, des variations d'impédance d'un ordre de grandeur suffisant.

b) *Commutation temporelle*

Pour profiter au maximum de la rapidité des composants électroniques, on peut penser n'affecter un point de connexion à une conversation téléphonique donnée que pendant une faible partie du temps, c'est-à-dire écouler plusieurs communications par le même point de connexion selon le principe des multiplex à

division dans le temps, [3], [17], [18]. On sait, d'après le théorème de Shannon, qu'il suffit d'échantillonner un signal de fréquence F par des impulsions ayant une fréquence de répétition au moins égale à $2F$ pour récupérer après filtrage la fréquence initiale. Un tel échantillonnage donne des impulsions modulées en amplitude, que l'on peut transformer en impulsions d'amplitude constante modulées en durée, en impulsions codées, etc. Les impulsions d'amplitude constante permettent une régénération des signaux par « tout ou rien » et simplifient les problèmes de transmission entre centraux qui ne nécessitent plus l'amplification rigoureusement linéraire des systèmes classiques. On peut ainsi envisager un système « intégré » de commutation et de transmission réunissant ces deux techniques actuellement distinctes. Les problèmes qui se posent actuellement dans le domaine de la commutation temporelle concernent les équipements de modulation qu'il faut réaliser de façon économique (rappelons qu'il faut un équipement de modulation et de démodulation par abonné), les canaux multiplex qui doivent pouvoir véhiculer le plus grand nombre de voies possibles, les équipements de commande du réseau de connexion dont la sécurité de fonctionnement est primordiale.

3.2. Possibilités d'utilisation des points de connexion

Ce paragraphe concerne particulièrement les réseaux de connexion de type spatial, la commutation temporelle n'offrant, comme on le verra, qu'une seule possibilité pour l'utilisation des points de connexion.

Le problème qui se pose est de savoir quel processus sera utilisé pour chercher un itinéraire libre en vue d'effectuer une connexion, ainsi que pour libérer un itinéraire connecté.

3.2.1. *Test d'itinéraires*

Une première solution consiste à rechercher un itinéraire libre en allant tester directement le réseau de connexion. Plusieurs variantes de cette méthode sont possibles selon le type de point de connexion utilisé. C'est ainsi que, dans les systèmes crossbar classiques, la recherche d'un itinéraire se fait au moyen d'un « réseau image » constitué au moyen de contacts de repos des électro-aimants des verticales des commutateurs, c'est-à-dire qu'une maille sera considérée comme libre si on trouve l'électro-aimant correspondant au repos (on rappelle que, dans les commutateurs crossbar, ce sont les électro-aimants de verticale qui effectuent le maintien des itinéraires connectés).

Une autre méthode aurait consisté à tester un fil spécial établi en parallèle avec les deux fils de conversation. Enfin, dans le cas des réseaux de connexion électroniques, on a vu que les points de connexion sont complètement isolés de l'extérieur au moyen de translateurs, et qu'un point de connexion au travail se caractérise par un courant qui le parcourt. On peut alors envisager de tester l'occupation de chaque maille, c'est-à-dire de vérifier la présence d'un courant dans celle-ci au moyen d'un tore de ferrite, par exemple, bobiné sur le circuit de maille (fig. 7). La présence ou l'absence de courant dans la maille se traduira, au moment où l'on voudra faire basculer le tore au moyen d'une impulsion sur un fil spécial, par la présence ou l'absence d'une impulsion de lecture sur un fil affecté à cet usage et traversant le tore.

Les exemples cités ne sont évidemment pas limitatifs et on peut imaginer divers types de test d'itinéraires faisant appel aux propriétés d'occupation des mailles du réseau. On peut noter cependant que ces tests peuvent concerner de plus ou moins près le chemin de conversation lui-même. Dans les exemples précédents on teste, en effet, des contacts des électro-aimants affectés au maintien des itinéraires, un itinéraire parallèle au chemin de conversation, ou le fil de conversation lui-même. A l'opposé, on peut se proposer de séparer complètement la fonction de test et la fonction de connexion et conserver dans une mémoire électronique, par exemple une mémoire à tores de ferrite, l'état d'occupation des mailles du réseau. Une telle solution, si elle permet de centraliser le matériel affecté au test d'itinéraires sous une forme beaucoup plus compacte que dans les solutions envisagées précédemment, présente d'autre part un inconvénient non négligeable : en cas de faute de la mémoire ou du réseau, il n'y a aucun moyen direct de remettre les informations contenues dans ces deux organes en concordance. On est donc obligé de prévoir des dispositifs élaborés de correction d'erreur dans les mémoires ainsi que des essais systématiques sur le réseau.

3.2.2. *Libération des itinéraires*

Un itinéraire étant connecté, il faut le libérer en fin de communication. Comme pour le test d'itinéraires, on peut envisager plusieurs possibilités.

La plus simple est celle utilisée dans les systèmes crossbar où les électro-aimants de verticales se maintiennent par des contacts établis à travers les étages précédents (fig. 8). C'est ainsi que, dans un réseau à

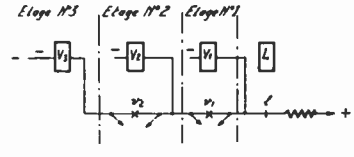


Fig. 8. — Libération d'un itinéraire dans un système crossbar.

trois étages, la verticale V_3 se maintient à travers les contacts V_1 et V_2 établis par les électro-aimants de verticale des étages précédents V_1 et V_2 sur un fil supplémentaire parallèle aux fils de conversation.

Il suffira de mettre au travail pendant un certain temps un relais de libération L dont un contact de repos est en série avec la chaîne pour libérer celle-ci, les relais V_1, V_2 et V_3 n'étant plus alimentés.

Cette méthode peut s'appliquer également à un réseau de connexion à relais à tige ou électronique, mais le problème devient différent dans le cas où les relais et les électro-aimants sont à maintien individuel, par exemple à maintien magnétique [19], [20]. Dans ce cas, il ne suffit pas de couper le fil d'alimentation

d'une chaîne, il faut libérer un à un chaque relais engagé, ce qui nécessite l'identification, maille par maille, de l'itinéraire à déconnecter.

Comme pour le test d'itinéraires deux options sont possibles :

— On peut identifier les mailles de l'itinéraire grâce à un fil spécial parallèle aux fils de conversation sur lequel on placera un potentiel à l'extrémité que l'on veut déconnecter et qu'on identifiera de proche en proche au travers du réseau. D'autres solutions du même genre sont possibles : elles ont toutes pour caractéristique de tester directement le réseau.

— On peut aussi conserver les adresses des relais à libérer dans une mémoire électronique centralisée. Cette solution a les mêmes avantages que dans le cas du test d'itinéraires, mais les inconvénients en sont atténués du fait que l'on peut prévoir, au moins dans le cas de systèmes crossbar, un contrôle de la déconnexion des itinéraires et la possibilité, en cas de faute, de signaler au personnel de maintenance les points de connexion défectueux.

On peut noter également que la libération des points de connexion peut être effectuée soit à la fin d'une communication, soit au début de la communication empruntant les mêmes matrices. C'est ainsi que certains systèmes tolèrent la non-libération des points de connexion en s'appuyant sur le fait que l'établissement d'un nouvel itinéraire ramène au repos les points situés sur la même ligne et la même colonne dans toutes les matrices intervenant dans la connexion.

Dans le cas d'un autocommutateur temporel, le test et la libération des itinéraires doivent obligatoirement se faire au moyen d'une mémoire qui définit la position de temps affectée à une communication. Mais une erreur de la mémoire est peu grave, car c'est la mémoire seule qui définit l'état du réseau de connexion, étant donné qu'il n'y a pas de chemin physique affecté à une conversation. Il ne risque donc pas d'y avoir une discordance entre deux informations sans avoir la possibilité de les remettre facilement en accord.

3.3. Diagramme

Le type de point de connexion et la façon de l'exploiter individuellement étant choisis, il reste à définir de quelle manière les points de connexion sont groupés pour constituer un réseau de grande capacité.

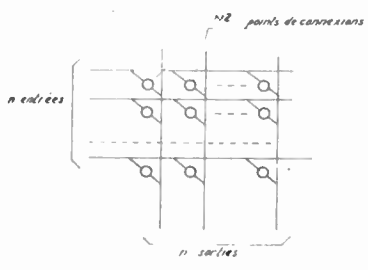


Fig. 9. — Brassage à un étage.

Ce dernier problème est indépendant des précédents, mais conditionne l'organisation des circuits logiques de commande du réseau.

Rappelons d'abord que le réseau permettant le brassage de n entrées sur n sorties pourrait être constitué tout simplement d'une matrice comportant n entrées et n sorties et, par conséquent, de n^2 points de connexion (fig. 9) ; on aurait alors réalisé un brassage à un étage. Si n est grand, il est évident que le nombre de points de connexion devient rapidement prohibitif ; c'est pourquoi on est amené à bâtir des réseaux à plusieurs étages de matrices, analogues au réseau à deux étages à 9 entrées et 9 sorties représenté sur la figure 10. Ce dernier comporte six matrices de 9 points de connexion, c'est-à-dire 54 points au lieu de $9 \times 9 = 81$ pour le réseau équivalent à un seul étage. Dans cet exemple, il n'y a qu'un chemin possible entre une entrée et une sortie données, mais on peut construire des réseaux permettant plusieurs chemins possibles.

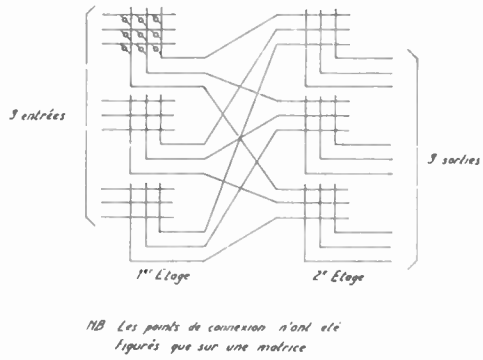


Fig. 10. — Brassage à deux étages.

Au fur et à mesure que le nombre n croît, on est conduit à augmenter le nombre d'étages. L'économie de points de connexion ainsi réalisée se traduit par l'apparition d'une probabilité de perte dans le réseau qui est due à la possibilité d'un blocage interne au niveau des mailles intermédiaires entre étages. En d'autres termes, si un certain nombre de mailles sont occupées, il peut ne pas y avoir de chemin libre entre une entrée et une sortie libres du réseau. On renvoie le lecteur aux ouvrages spécialisés [6], [7] qui traitent des calculs de probabilité de blocage dans les réseaux de connexion, mais on va donner quelques idées qualitatives sur la manière de les organiser pour un bon rendement des organes.

3.3.1. *La sélection conjuguée*

Faire de la sélection conjuguée dans un réseau à plusieurs étages consiste, lorsqu'on doit relier une entrée à une sortie de ce réseau, à choisir un itinéraire parmi *tous* ceux qui sont libres entre l'entrée et la sortie. Ce principe peut paraître naturel, mais n'a été dégagé qu'à une date relativement récente. En effet, dans les anciens systèmes de commutation, l'itinéraire n'était choisi que dans une partie seulement des itinéraires libres et de proche en proche selon le principe de

la sélection « en pas à pas ». Celle-ci consiste à chercher une maille libre entre le premier et le second étage, puis entre le second et le troisième, et ainsi de suite jusqu'au point de sortie du réseau.

S'il y avait blocage au niveau d'une maille, on n'avait pas la possibilité de revenir en arrière et d'essayer un itinéraire à partir d'une autre maille libre de l'itinéraire précédent, et l'appel était perdu. Pratiquement tous les systèmes de commutation téléphonique, apparus depuis la Seconde Guerre Mondiale, utilisent, pour définir les diverses portions d'un itinéraire, le principe de la sélection conjuguée qui, on le voit, permet d'écouler un trafic donné avec une probabilité de perte plus faible que dans les anciens systèmes, ou ce qui revient au même, un trafic donné avec la même probabilité de perte, mais avec moins de points de connexion. Il est difficile de donner des chiffres précis sur l'économie en points de connexion que procure la sélection conjuguée, car ces chiffres dépendent des divers paramètres intervenant dans la constitution d'un réseau : dimension des matrices, nombre d'étages, nombre d'entrées, probabilité de perte admise. Cette économie peut atteindre, toutes choses égales par ailleurs, de 20 à 30 % sur le nombre de points de connexion nécessaires en sélection « pas à pas ».

3.3.2. *La sélection avec renouvellement*

La sélection avec renouvellement s'applique à des réseaux de connexion dans lesquels, par opposition aux réseaux avec lignes spécialisées (fig. 11), les lignes

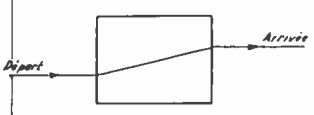


FIG. 11. — Réseau de connexion avec lignes spécialisées.

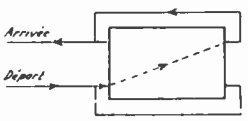


FIG. 12. — Réseau de connexion avec lignes mixtes.

entrantes sont mixtes, c'est-à-dire capables d'écouler du trafic de départ ou du trafic d'arrivée (fig. 12). En d'autres termes, les sorties de tels réseaux sont bouclées sur les entrées.

La figure 13 montre le principe de l'opération de

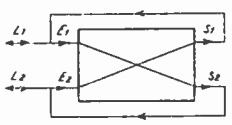


FIG. 13. — Principe du renouvellement.

renouvellement : normalement une communication entre un abonné demandeur arrivant sur L_1 et un abonné demandé arrivant sur L_2 emprunte un trajet tel que L_1, E_1, S_2, L_2.

Les lignes L_1 et L_2 sont supposées données au départ soit qu'il s'agisse de circuits entrants et sortants d'autres centraux, soit qu'il s'agisse de lignes de concentration désignées par les étages de présélection. L'organe de commande du réseau doit donc choisir un itinéraire libre entre E_1 et S_2. En fait, on peut remarquer que les points E_2 et S_1 jouent des rôles tout à fait semblables : l'opération de renouvellement consistera précisément, si l'on ne trouve pas d'itinéraire libre entre E_1 et S_2, à essayer un itinéraire E_2 S_1. Cette opération permet d'augmenter de 50 % environ le trafic écoulé par le réseau.

3.3.3. *L'entraide entre étages*

La sélection conjuguée et le renouvellement s'appliquent globalement aux réseaux de connexion. L'entraide, elle, se pratique entre étages d'un même réseau. Soit, par exemple, un circuit entrant E, supposé fixé a priori sur l'étage n° 1 d'un réseau de connexion (fig. 14) et supposons que l'on désire connecter ce

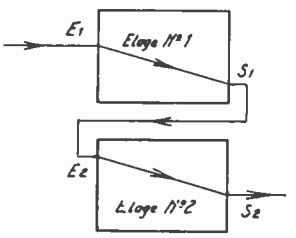


FIG. 14. — Entraide entre étages.

circuit E_1 sur un circuit sortant appartenant à un certain faisceau. Ce faisceau pourra être scindé en deux parties, l'une raccordée sur les sorties de l'étage n° 1, l'autre sur les sorties de l'étage n° 2. Du point de vue de la recherche d'un itinéraire, tous les circuits du faisceau sont considérés comme équivalents. Si tous les circuits raccordés sur l'étage n° 1 sont occupés, mais s'il reste au moins un circuit libre S_2 sur l'étage n° 2, on pourra connecter E_1 sur E_2 par le chemin E_1 S_1 E_2 S_2, à condition qu'il y ait une jonction telle que S_1E_2 libre. Une telle jonction s'appelle une « maille d'entraide » entre les étages n° 1 et n° 2.

L'entrée E_1 a donc accès à tous les circuits du faisceau considéré, aussi bien ceux raccordés sur l'étage n° 1 que ceux raccordés sur l'étage n° 2. Cette propriété est valable quelle que soit l'entrée de l'étage n° 1. Toutes les entrées de l'étage n° 1 ont donc accès à toutes les sorties des étages n° 1 et n° 2, l'accessibilité n'étant limitée que par le nombre de mailles d'entraide.

On peut ainsi améliorer les conditions d'écoulement du trafic, en tenant compte du fait que deux faisceaux de n jonctions écoulent, à une probabilité de perte égale, moins de trafic qu'un seul faisceau à 2 n jonctions. Il y a bien entraide entre les étages n° 1 et n° 2 puisque l'étage n° 2 peut absorber les pointes de trafic de l'étage n° 1. On notera, par ailleurs, que l'entraide est généralement réciproque entre les étages n° 1 et n° 2. De plus, ce procédé ne vaut que dans la mesure où la probabilité de blocage des mailles directes n'est pas trop élevée, sinon une grande partie du trafic serait écoulée par les mailles d'entraide,

ce qui reviendrait à prévoir un très grand nombre de points de connexion à cet effet : il serait plus simple d'ajouter un étage de brassage supplémentaire entre les étages n° 1 et n° 2 et les sorties qu'ils ont à desservir.

3.3.4. *Le débordement*

Le débordement est un cas particulier de l'entraide où des étages spécialisés, appelés « étages de débordement », sont utilisés pour écouler le trafic d'entraide (fig. 15). Soit à relier, par exemple, l'entrée E_1 de l'étage n° 1 à la sortie S_3 de l'étage n° 3. On peut emprunter une maille directe et passer par l'itinéraire $E_1S_1E_3S_3$; par contre, si aucune maille directe n'est

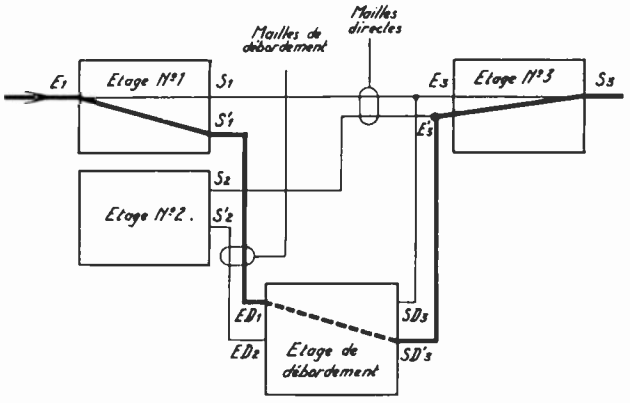


FIG. 15. — Principe du débordement.

libre, on peut passer par l'étage de débordement et emprunter l'itinéraire $E_1S'_1ED_1SD'_3E'_3S_3$. On peut noter que l'entrée E'_3 de l'étage n° 3 peut être spécialisée dans le débordement mais qu'elle peut aussi être confondue avec le point d'aboutissement d'une maille directe en provenance d'un autre étage, le n° 2 par exemple, comme indiqué sur la figure 15.

Les diverses possibilités d'organisation d'un réseau de connexion que l'on vient d'évoquer, sélection conjuguée, renouvellement, entraide, débordement nécessitent des organes de choix et de connexion d'itinéraires appropriés. De même, comme on l'a vu, le type de point de connexion et la manière de l'utiliser réagissent sur la conception de ces organes.

4. Principe du réseau de connexion du central électronique du C.N.E.T. à Lannion

4.1. Problème à résoudre. Options prises

Le réseau de connexion doit desservir de 6 à 10 000 abonnés [14], [21]. Les postes téléphoniques et éventuellement les circuits à faible trafic sont raccordés par l'intermédiaire d'étages de présélection ou « groupes de concentration » pouvant être soit distants, soit à proximité du central. Il en résulte que les abonnés et les circuits auront accès au réseau de connexion par un nombre d'entrées limité, environ 2 000.

Le réseau de connexion sera entièrement électronique, à répartition spatiale et étudié spécialement avec un double souci d'économie et de fiabilité. Il sera conçu pour permettre facilement les extensions de 2 500 à 10 000 abonnés.

Enfin le réseau recevra des ordres de connexion et de déconnexion, avec les adresses correspondantes, d'un Centre de Traitement des Informations (CTI), en l'occurrence le calculateur universel RAMSÈS étudié au C.N.E.T. et dont la description est donnée dans ce numéro de *l'Onde Electrique* (p. 212). Ces échanges d'information seront brefs, de l'ordre de quelques microsecondes. Le réseau de connexion effectuera ensuite, seul, les sélections d'itinéraires, les connexions ou déconnexions et les contrôles correspondants.

Le premier choix à faire est celui du point de connexion. Des considérations économiques et surtout la nécessité d'une grande sécurité nous ont conduit à éliminer des éléments qui ne sont pas encore vraiment entrés dans le domaine commercial : diodes ou triodes PNPN, diodes tunnels, tecnétrons de commutation.

Nous nous sommes orientés vers un point de connexion réalisé à partir de composants classiques : transistors, diodes et résistances dont les prix et la fiabilité sont suffisamment étudiés pour d'autres applications. Le point de connexion retenu est composé de deux transistors complémentaires, d'une diode et de quatre résistances, nous décrirons son fonctionnement ci-dessous. En raison du prix du « contact » électronique, il est nécessaire d'en réduire le nombre et, en particulier, de n'utiliser à chaque point de commutation qu'un seul fil. En conséquence, les points de connexion au travail sont traversés par un courant continu avec retour par la masse, c'est ce courant, qui, modulé, assure la transmission des signaux téléphoniques et, par sa présence, matérialise l'occupation d'un point.

C'est donc la présence ou l'absence de ce courant dans un point de test qui est reconnue pour la recherche d'un itinéraire. Cette solution présente deux avantages importants. Tout d'abord, dans sa réalisation au moyen d'un tore de ferrite, c'est une solution économique et très fiable ; ensuite elle permet de vérifier directement le fonctionnement du circuit utilisé par les signaux de conversation, contrairement aux réseaux à mémoire associée qui ne permettent aucun contrôle, ou aux systèmes à réseau image qui ne permettent que le contrôle de ce dernier.

D'autre part, il est possible de faire varier ce courant par une commande individuelle des bornes extrêmes ou médianes de l'itinéraire connecté. Nous verrons plus loin qu'il est ainsi possible d'identifier l'itinéraire emprunté par une communication en connaissant seulement l'un de ses points. Pour une déconnexion par exemple, à partir de l'adresse d'une des extrémités, on identifie le point médian, puis l'autre extrémité, on effectue alors la déconnexion à partir du point médian et l'on retransmet au calculateur central la deuxième adresse ainsi trouvée.

Pour des opérations de maintenance, on peut également fournir cette adresse sans provoquer la déconnexion.

Le diagramme du réseau permet des extensions faciles sans nécessiter un investissement trop lourd pour les petites capacités. Il est, d'autre part, déter-

miné de façon à réduire le plus possible le nombre de points de connexion qui représentent la quasi totalité du coût du réseau. L'optimisation est possible, car on peut théoriquement adopter, pour chaque commutateur élémentaire, la dimension minimale déterminée par les calculs de probabilités, contrairement aux systèmes électromécaniques classiques dont le champ est uniforme pour un type de sélecteur donné (une ou deux variantes sont possibles pour certains matériels). Une meilleure utilisation du matériel est enfin obtenue par l'emploi de la « sélection conjuguée » étendue à l'ensemble du réseau, et du « renouvellement ».

La grande vitesse de fonctionnement du réseau de connexion permet d'effectuer une à une les différentes opérations ce qui n'est pas possible dans les systèmes électromécaniques. Il en résulte une grande simplification des circuits de commande et la possibilité de dédoubler ces derniers sans précautions spéciales.

4.2. Point de connexion

Dans l'immédiat, il ne semble pas que le débouché du point de connexion justifie sur le marché français, la fabrication d'un dispositif intégré spécial. En raison du nombre limité d'éléments nécessaires, il n'est pas possible d'envisager une production automatisée, d'où un double inconvénient pour le prix de revient et la fiabilité. Bien que les recherches soient faites pour rattacher cette fabrication à des chaînes existantes (diodes tunnels, triodes PNPN réalisées à partir de transistors), on a préféré utiliser, pour le réseau de connexion décrit dans cet article, un point de connexion constitué de composants classiques. La grande varitété des combinaisons possibles a permis de concevoir un élément spécialement adapté à la commutation téléphonique.

4.2.1. *Description*

Le point de connexion utilisé est détaillé sur la figure 16, il comprend :

— 1 transistor PNP : S_1 ;
— 1 transistor NPN : S_2 ;
— 1 diode : D_1 ;
— 4 résistances : R_1 à R_4.

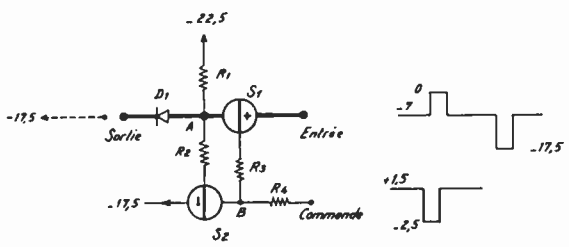


FIG. 16. — Point de connexion à composants classiques.

Le câblage est effectué en circuit imprimé sur une plaquette représentée figure 17. Pour une raison de sécurité, toutes les commandes sont faites par des liaisons « continues » et, pour une raison d'économie

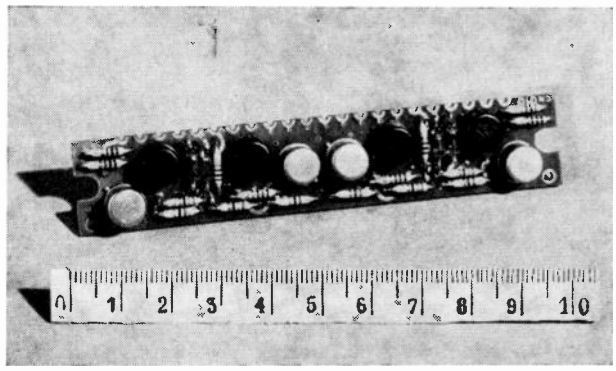


FIG. 17. — Point de connexion à composants classiques.

sur le prix des semiconducteurs, on a cherché à réduire les tensions qui leur sont appliquées ; il en résulte une diversité des tensions d'alimentation. Toutefois la plupart sont utilisées comme polarisation ou en régime impulsif et peuvent être produites à partir d'un faible nombre de tensions de base à fort débit.

Les caractéristiques d'utilisation des semiconducteurs sont données dans le tableau ci-dessous. Elles sont valables dans toute la plage de température d'utilisation : de + 10° à + 45°.

Caractéristiques	PNP		NPN		diodes	Unités
	émetteur base	collecteur base	émetteur base	collecteur base		
tension inverse	14	24	5	24	24	volts
courant inverse (1) .	50	50	50	50	50	microampères
courant maximal ..	25	25	5	5	25	milliampères
temps de commutation maximal	10		10		10	microsecondes
Gain	25		20			

Compte tenu des essais de vieillissement en cours et des études de fiabilité, il sera possible de définir les caractéristiques de tri des composants pour avoir un taux de fiabilité déterminé.

4.2.2. *Caractéristiques de commutation et de transmission*

En l'absence d'impulsions de commande (entrée à — 7 V et commande à + 1,5 V), le point de connexion (fig. 16) présente deux états stables :

1) Le transistor S_1 bloqué, le point A est à — 22,5 V, la diode D_1 et le transistor S_2 sont bloqués, le point B est à + 1,5 V. Le point de connexion est déconnecté.

(1) A la tension inverse maximale.

2) Le transistor S_1 est saturé, le point A est à — 7 V, la diode D_1 est conductrice et le transistor S_2 est saturé, le point B est à — 17,5 V. Le point de connexion est connecté.

L'application simultanée des deux impulsions : 0 V sur l'entrée et — 2,5 V sur la « commande », d'un point de connexion déconnecté, sature le transistor S_1, donc le transistor S_2, le point de connexion se connecte. Ultérieurement l'application d'un potentiel — 17,5 V sur l'entrée provoque le blocage de S_2, donc de S_1, le point de connexion se déconnecte.

Nous remarquons, d'autre part, qu'une impulsion de commande appliquée seule sur un point de connexion connecté est sans effet sur le potentiel du point B, S_2 étant saturé, et par conséquent sur les courants du transistor S_1. Cette propriété est utilisée pour les commandes de connexion (§ 4.3.2).

Le point de connexion connecté est parcouru par un courant continu entre l'entrée et la sortie, l'impédance différentielle est faible, c'est celle d'un transistor saturé et d'une diode placée en série. Elle peut être assimilée à une résistance de l'ordre de 10 Ω. Un courant dérivation traverse également les résistances R_2 et R_3.

Le point de connexion déconnecté est équivalent à une ligne en double T représentée figure 18. Les résistances r_1, r_2, r_3 représentent respectivement les impédances dynamiques inverses de la jonction base

FIG. 18. — Schéma équivalent d'un point de connexion déconnecté.

émetteur, de la jonction base collecteur, de la diode ; les résistances R_2 et R_3 sont celles de la figure 16. L'impédance équivalente d'un tel réseau, même en utilisant des semiconducteurs au germanium, est de plusieurs centaines de mégohms, donc largement suffisante dans la pratique.

4.3. SCHÉMA DE BRASSAGE

Les points de connexion définis au paragraphe 4.2. sont assemblés en commutateurs élémentaires ou « matrices » dont le schéma est donné figure 19. Une matrice comporte n lignes reliées aux entrées et m colonnes reliées aux sorties ; à chaque colonne est, d'autre part, associée une « commande ». Chaque point d'intersection est équipé d'un point de connexion permettant de relier la ligne et la colonne correspondante. Le réseau de brassage est constitué par un assemblage de matrices en plusieurs étages de commutation.

On s'est efforcé de définir une structure nécessitant le minimum de points de connexion. Finalement après avoir examiné et comparé entre elles différentes solutions possibles, c'est un réseau à six étages de commutation et à matrices à huit entrées qui a été retenu.

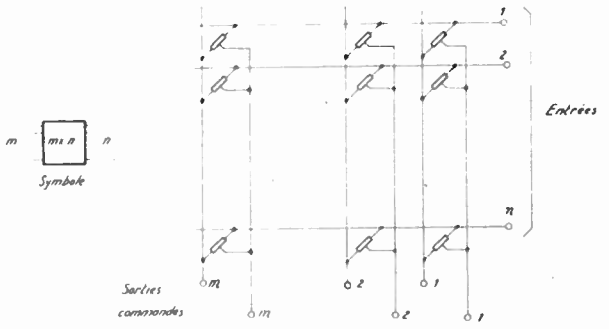


FIG. 19. — Matrice de commutation $n \times m$.

D'un autre côté, on a défini une structure de réseau aisément extensible, c'est-à-dire qui ne nécessite pas de modifications de câblage interne pour passer d'une capacité à une autre. Dans la structure retenue, l'extension s'effectue aisément depuis une capacité égale au quart de la capacité maximale, soit de 2 500 à 10 000 abonnés.

Les matrices correspondant aux six étages de commutation sont disposées en deux groupes identiques de trois étages, les équipements médians reliant ces deux groupes entre eux. Les étages d'entrée du réseau de connexion sont équipés de matrices 16 × 8 concentrant le trafic dans un rapport 2, tandis que les autres étages sont équipés de matrices 8 × 8 assurant le « brassage » des différentes matrices d'entrée. Les liaisons entre les différentes matrices sont appelées « jonctions ».

La structure du réseau de brassage entièrement équipé est donnée sur la figure 20. Il est à noter que

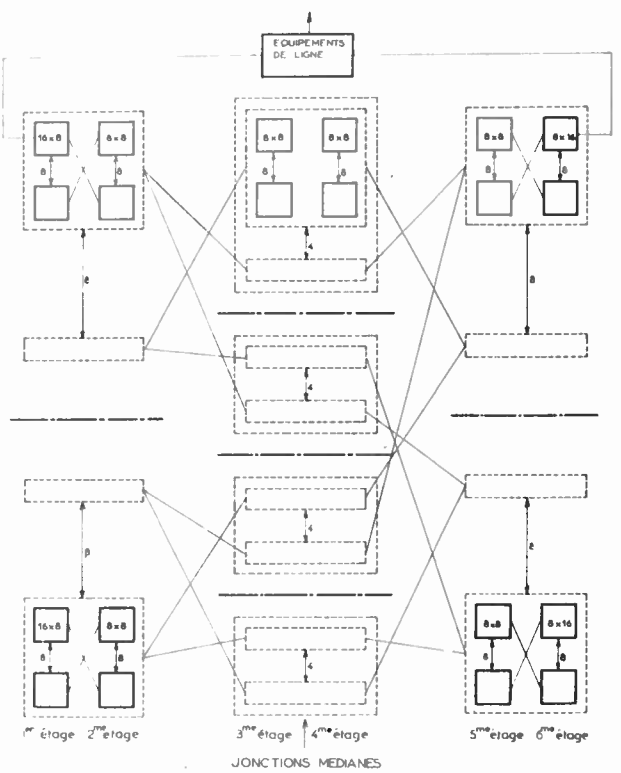


FIG. 20. — Structure du réseau de brassage.

chaque ligne téléphonique a accès aux deux côtés du réseau (étages 0 et 6) comme indiqué au § 3.3.2. Les caractéristiques principales de ce réseau sont les suivantes :

— six (2 × 3) étages de commutation,
— matrices à base 8,
— nombre de lignes entrantes : 2 048 (2^{11}),
— nombre de jonctions médianes : 1 024 (2^{10}),
— nombre de points de connexion : 65.536,
— charge moyenne des jonctions internes : 0,5 erlang,
— trafic écoulé pour une probabilité de blocage de 10^{-3} : 500 erlangs.

4.3.1. *Principe de fonctionnement*

En dehors des points de connexion, le réseau de connexion comporte des circuits logiques chargés des relations avec le Centre de Traitement des Informations ainsi que du déroulement des phases élémentaires constituant une opération de connexion ou de déconnexion d'un itinéraire.

La liaison entre les circuits logiques et les points de connexion se fait par l'intermédiaire d'« organes périphériques », à savoir :

— les testeurs qui sont chargés de la recherche des itinéraires,
— les marqueurs, qui ont pour rôle d'effectuer la connexion d'un itinéraire libre ou la déconnexion d'un itinéraire occupé,
— les identificateurs, qui sont capables, connaissant l'extrémité d'un itinéraire connecté à travers le réseau, de trouver l'adresse de l'autre extrémité.

La figure 21 situe ces organes par rapport aux six étages du réseau de connexion.

a) *Principe des recherches d'itinéraires*

Soit à connecter deux lignes téléphoniques L_1 et L_2, nous prenons arbitrairement L_1 sur l'étage 0 et L_2 sur l'étage 6. L'étude du réseau de brassage de la figure 20 montre que nous pouvons utiliser 8 jonctions à l'étage 1, 8 × 4 = 32 jonctions à l'étage 2, 8 × 32 = 256 jonctions à l'étage 3 et, par symétrie, 32 jonctions à l'étage 4 et 8 jonctions à l'étage 5. L'ensemble de ces jonctions constitue 256 itinéraires possibles. En raison des communications déjà établies certaines de ces jonctions sont occupées et une partie seulement de ces 256 itinéraires est utilisable.

Des tores à cycle d'hystérésis rectangulaire placés sur les différentes jonctions permettent de tester leur occupation. Le principe de fonctionnement de tels dispositifs est rappelé sur la figure 22.

Le tore reçoit des impulsions positives. Si le courant dans la jonction est nul (fig. 22*a*), le tore passe successivement dans les états *a*, *b*, *c* ; le passage de *a* en *b* correspond à un basculement et provoque un

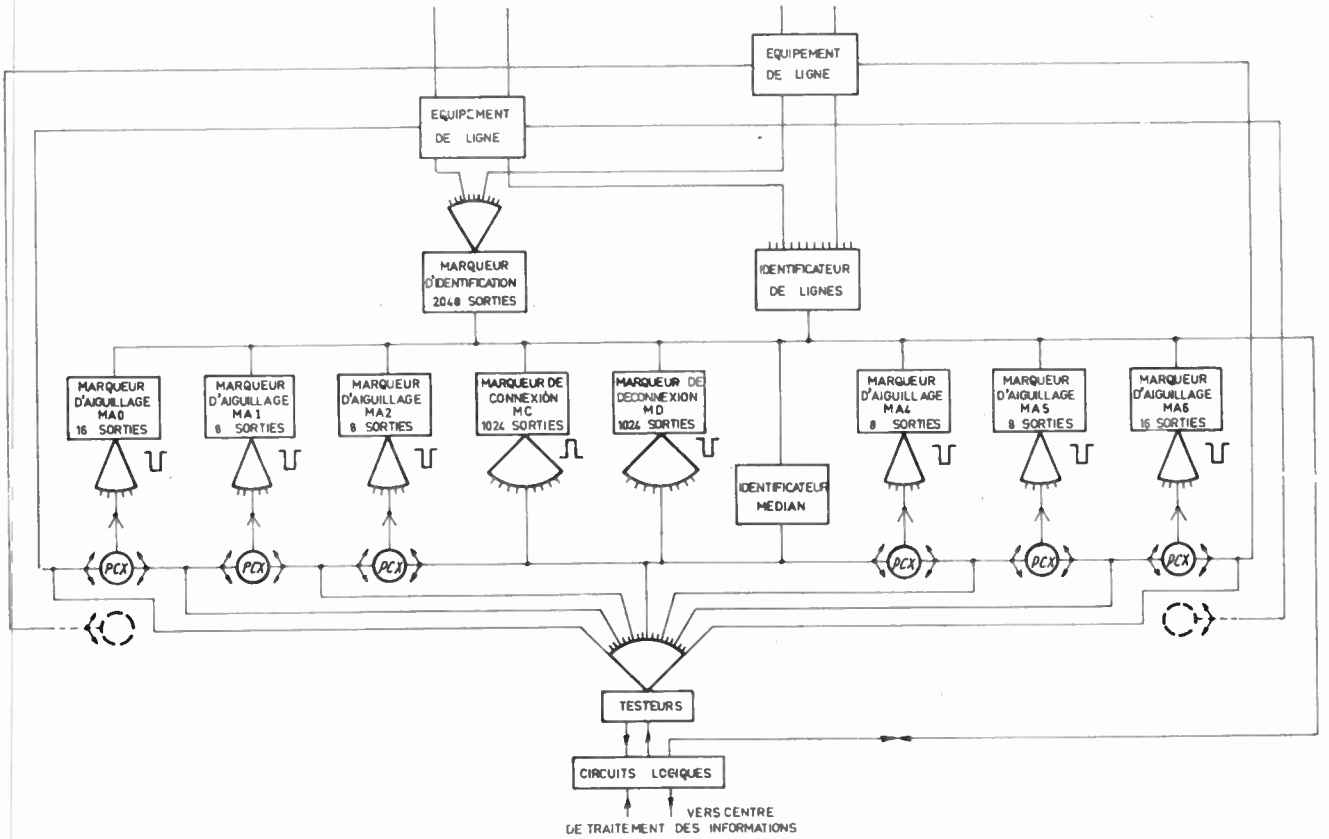


FIG. 21. Organisation du réseau de connexion.

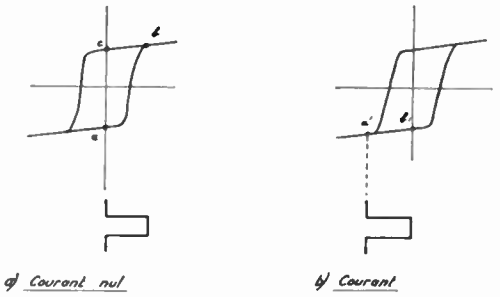


FIG. 22. — Principe de fonctionnement d'un point de test.

signal de lecture. Si le courant dans la jonction existe (fig. 22*b*), le tore passe successivement dans les états *a'*, *b'*, *'a*, mais il n'y a pas basculement, donc pas de signal de lecture.

La solution la plus simple pour rechercher un itinéraire consisterait à tester successivement les 256 itinéraires, jusqu'à ce que les 7 jonctions soient trouvées libres. Pour accélérer la sélection, on ne

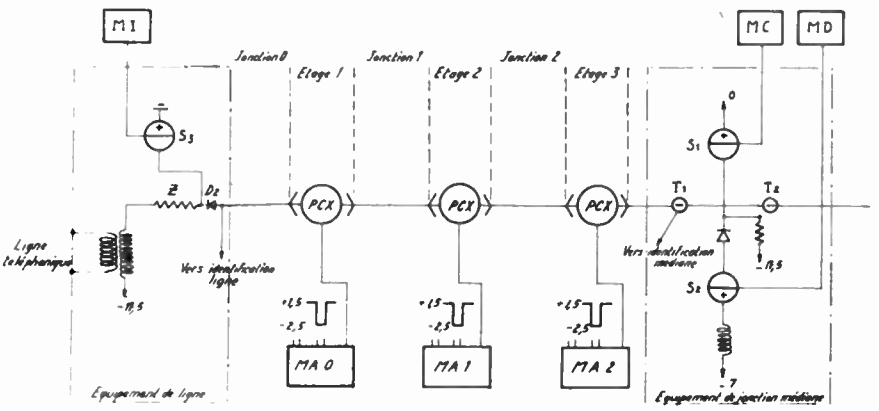


FIG. 23. — Schéma de principe d'un demi-itinéraire.

pratique que les tests strictement nécessaires. On recherche une jonction libre *a*, à l'étage 1, puis une jonction libre *b*, à l'étage 5 ; enfin trois jonctions connexes libres aux étages 2, 3 et 4 parmi celles aboutissant aux jonctions *a* et *b*. Si cette dernière recherche est vaine, on recherche une autre jonction libre *b'* à l'étage 5, ou *a'* à l'étage 1 et on reprend le test sur les jonctions des étages 2, 3 et 4. On peut ainsi essayer tous les itinéraires possibles : c'est la « sélection conjuguée » sur l'ensemble du réseau.

Si toutes les combinaisons ci-dessus ne donnent pas d'itinéraire disponible, on permute les lignes L_1 et L_2, c'est-à-dire que l'on prend L_1 du côté 6 et L_2 du côté 0 et on recommence la sélection. C'est le « renouvellement » grâce auquel le trafic que peut écouler le réseau passe de 380 à 500 erlangs. Si, à nouveau toutes les combinaisons sont occupées, le réseau de connexion s'arrête et signale au Centre de Traitement des Informations qu'il y a blocage.

b) *Principe des connexions*

Pour établir une communication il faut « marquer » l'équipement médian et les différentes « commandes » des points de connexion correspondants. En réalité on marque l'équipement médian et, à chaque étage, les commandes des points de connexion de la colonne retenue, dans toutes les matrices. Il n'y aura coïncidence, donc connexion d'un point, que dans la matrice choisie, les autres n'étant pas excitées sur l'entrée, et pour un seul point de connexion, celui qui est à l'intersection de la ligne et de la colonne. Ce principe permet de ne connecter que les points de connexion utilisés dans la communication, et avec un matériel très restreint : le marqueur de connexion de la figure 21 comporte 1 024 sorties (une par équipement médian) ; les marqueurs d'aiguillage MA1 à MA5 ont 8 sorties chacun (une par sortie de matrice de l'étage correspondant) ; les marqueurs MA0 et MA6 ont 16 sorties chacun.

4.3.2. *Chaîne de connexion et organes périphériques*

L'établissement d'une communication à travers le réseau de connexion, nécessite la mise au travail de six points de connexion montés en série, conformément à la figure 23 qui représente un demi itinéraire, l'autre moitié étant symétrique par rapport à la jonction médiane. Nous trouvons les trois points de connexion des étages 1 à 3, dont les entrées et les sorties sont multipliées sur les jonctions de rangs 0, 1 et 2. Les extrémités sont reliées à un équipement de ligne où un transformateur permet de moduler le courant continu traversant les points de connexion et où un réseau complexe, schématisé par Z, calibre la valeur moyenne de ce courant. Au centre, l'équipement de jonction médiane assure l'alimentation en courant continu à travers une inductance qui bloque les courants de conversation.

La jonction médiane comporte, d'autre part, un amplificateur des signaux basse fréquence dont le principe est donné par la figure 24. Les impédances séries de la chaîne de connexion : diodes des points de connexion, réseau des équipements de lignes, étant faibles par rapport aux impédances dérivation : résistance R_1, R_2 et R_3 des points de connexion (fig. 16), self inductance des enroulements de transformateur d'équipements de ligne et de l'inductance médiane, il est possible de représenter ces différentes impédances

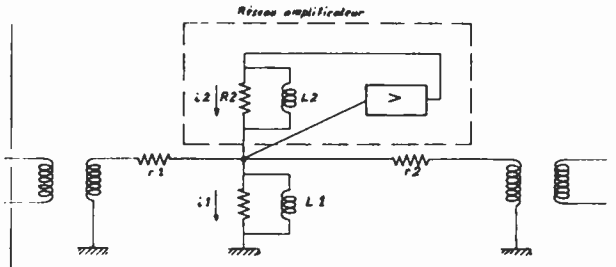


FIG. 24. — Principe de l'amplification.

par le réseau en T de la figure 24 où les éléments ont approximativement pour valeurs :

$$r_1 = r_2 = 30\ \Omega,$$
$$R_1 = 700\ \Omega,$$
$$L_1 = 330\ \text{mH}.$$

Le réseau amplificateur comprend essentiellement :

1) un ensemble R_2L_2 équivalent à R_1L_1,

2) un amplificateur ayant une très grande impédance d'entrée, une très faible impédance de sortie, et un gain en tension de 2. Une tension v appliquée à l'entrée engendre un courant i_1 et une tension $2v$ à la sortie. La différence de tension aux bornes du réseau R_2L_2 étant alors v, le courant i_2 est égal à i_1. L'affaiblissement dû aux impédances dérivation est donc intégralement compensé.

Principe de commutation

Au repos les transistors S_1 et S_3 sont bloqués, le transistor S_2 saturé, les sorties des marqueurs d'aiguillage MA0 à MA2 sont au potentiel + 1, 5 V, les points de connexion sont déconnectés ; il n'y a pas de courant dans le réseau Z.

L'itinéraire étant préalablement choisi selon les principes exposés ci-dessus, le marqueur de connexion MC sature le transistor S_1, et les marqueurs d'aiguillage MA0 et MA2 appliquent un potentiel de — 2,5 V sur les commandes des points de connexion. Celui de l'étage 3 qui reçoit simultanément une impulsion sur l'entrée (issue de l'équipement médian) et sur la commande (issue de MA2) se connecte ; l'impulsion appliquée à l'entrée se propage à la sortie, donc à l'entrée du point de connexion de l'étage 2 qui se connecte à son tour ; enfin il en est de même pour le point de connexion de l'étage 1.

Pendant la conversation, un courant issu de la source de tension à — 7 V traverse l'inductance, le transistor S_2, les points de connexion, le réseau Z, le transformateur et se referme sur la source de tension — 17,5 V. Les composantes basses fréquences du signal téléphonique bloquées par l'inductance se referment dans la deuxième moitié de l'itinéraire : la connexion est ainsi établie.

Pour interrompre une communication, le transistor S_2 est bloqué par le « marqueur de déconnexion » MD, le point de connexion de l'étage 3, puis ceux des étages 2 et 1 se déconnectent : la connexion est rompue.

Principe des identifications

Pour interrompre une communication, le centre de traitement des informations fournit généralement aux circuits logiques l'adresse d'un seul des deux équipements de ligne reliés par l'itinéraire établi.

Le réseau de connexion doit d'abord indentifier l'équipement de jonction médiane utilisé afin d'effectuer la déconnexion (saturation de S_2), puis identifier l'autre équipement de ligne pour en fournir l'adresse au Centre de Traitement des Informations.

Pour identifier l'équipement médian relié à un équipement de ligne, le marqueur d'identification MI sature le transistor S_3, la diode D_2 se bloque. Le seul courant traversant les points de connexion est alors le courant dérivation des résistances R_1 R_2 et R_3 de ceux-ci (fig. 16). Le tore T_1 de l'équipement médian, à cycle d'hystérésis rectangulaire, initialement polarisée en a (fig. 25), est dans l'état b. Une

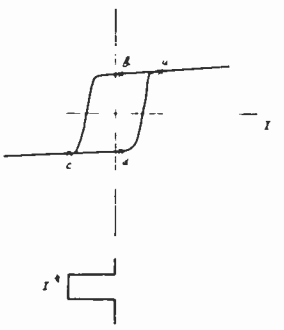


FIG. 25. — Principe du point d'identification médian.

impulsion I appliquée pendant la saturation de S_3, provoque le basculement en c, puis d, le signal de lecture correspondant excite un codeur qui fournit l'adresse de l'équipement médian correspondant.

Pour identifier l'équipement de ligne relié à un équipement médian, le marqueur de connexion MC sature le transistor S_1 ; le potentiel 0 se propage à travers les points de connexion jusqu'à l'équipement de ligne et excite un codeur qui fournit l'adresse de l'équipement correspondant. Il faut préciser que l'impulsion issue de l'équipement médian ne provoque pas de connexion sur des itinéraires parallèles, car les marqueurs d'aiguillage MA0 à MA2 sont au repos.

Organes périphériques

En résumé les organes périphériques ont les capacités suivantes (fig. 21) :

— marqueurs	d'identification	: 2 048	sorties
»	de connexion	: 1 024	»
»	de déconnexion	: 1 024	»
»	d'aiguillage 0 et 6	: 16	»
»	d'aiguillage 1 à 5	: 8	»
— testeurs des jonctions 0 et 6		: 2 048	points,
testeurs des jonctions 1 à 5		: 1 024	points.

— identificateurs de lignes côté 0 : 2 048 entrées
» de lignes côté 1 : 2 048 »
» médian : 1 024 »

4.3.3. *Organisation des circuits logiques*

Un ensemble logique à programme câblé est chargé d'enregistrer les informations fournies par le Centre de Traitement des Informations et, ensuite, d'exécuter en fonctionnement autonome l'ordre correspondant. Il est donc chargé de coordonner les différents organes périphériques dont on a parlé ci-dessus. L'étude détaillée de la « logique du réseau » sort du cadre de cet article ; seuls les principes adoptés seront donnés.

Un circuit de « base de temps » fournit quatre impulsions successives de 2 μs réparties dans un cycle de 16 μs. Un circuit de « démarrage » envoie aux différents sous-ensembles de la logique :

1) à chaque démarrage, deux impulsions :

— z_1 remise à zéro de tous les organes,

— z_2 enregistrement des informations venant du Centre de Traitement des Informations.

2) pendant la durée des opérations, des trains indivisibles de quatre impulsions provenant de la base de temps.

Ces quatre impulsions forment un « cycle élémentaire ». Les cycles sont regroupés en « phases ». En règle générale, une phase correspond au travail d'un groupe d'organes périphériques donné, et le cycle définit l'opération en cours sur ces organes. Un « registre de phase » et son « décodeur de phase » matérialisent la phase, un « registre de comptage » et un « décodeur de comptage » décomptent les cycles élémentaires à l'intérieur de chaque phase. Un « basculeur de phase » P commande la progression de ces deux registres comme l'indique la figure 26.

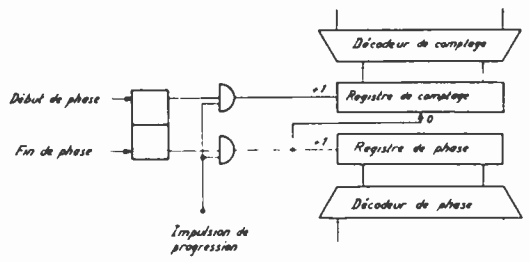


FIG. 26. — Progression des phases et du comptage.

Le « registre d'adresse » matérialise l'itinéraire sur lequel porte l'opération en cours. Il comprend deux parties :

— le « registre d'adresse de ligne » contient l'adresse des deux extrémités de l'itinéraire et est mis en place : à la connexion, par le Centre de Traitement des Informations, à la déconnexion, pour moitié par le Centre de Traitement, pour moitié par l'identificateur de ligne.

— le « registre d'adresse médian » contient l'adresse de l'équipement de jonction médiane et est mis en place : à la connexion, par les circuits de commande de test qui permettent de rechercher un itinéraire d'après les règles définies au § 4.3.3., à la déconnexion, par l'identificateur médian.

Trois « comparateurs d'adresse » permettent de vérifier la concordance des adresses fournies par les identificateurs avec la fraction correspondante du « registre d'adresse ».

L'utilisation de ces sous-ensembles dans les différentes phases est résumée ci-dessous :

Phases de fonctionnement

Pendant une opération de connexion, on exécute les phases suivantes :

— C_0 : vérification de l'occupation des deux lignes L_1 et L_2 du côté 0 et du côté 6 : test des jonctions 0 et 6.

— C_1 : recherche d'une jonction libre à l'étage 1 : test des jonctions 1 et, éventuellement, permutation des adresses L_1 et L_2.

— C_2 : recherche d'une jonction libre à l'étage 5 : test des jonctions 5 et, éventuellement, retour en phase C_1.

— C_3 : recherche de jonctions connexes libres aux étages 2, 3 et 4 : test simultané des jonctions 2, 3 et 4 et, éventuellement, retour en phase C_2 ou C_1.

— C_4 : connexion de l'itinéraire choisi, identification des lignes côtés 0 et 6 et comparaison avec les adresses L_1 et L_2.

— C_5 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_2 et comparaison avec le registre d'adresse.

— C_6 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_2 et comparaison avec le registre d'adresse.

— C_7 : vérification de l'occupation des jonctions 0 à 6 : test des jonctions correspondantes.

Pour une déconnexion les phases sont :

— D_0 : recherche du côté du réseau où est connectée la ligne d'adresse L_1 : test d'occupation des jonctions 0 et 6.

— D_1 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_1 et mise en place du registre d'adresse, partie médiane.

— D_2 : identification des lignes côté 0 et 6 à partir de la jonction médiane, mise en place du registre d'adresse sur l'adresse L_2 et comparaison de la seconde adresse identifiée avec l'adresse donnée L_1.

— D_3 : identification de la jonction médiane à partir de l'adresse L_2 et comparaison avec le registre d'adresse.

— D_4 : déconnexion de l'itinéraire.

— D_5 : vérification de l'occupation des jonctions 0 à 6 : test des jonctions correspondantes.

Réalisation

La logique du réseau est réalisée avec un élément modulaire unique remplissant la fonction NI, élément modulaire défini pour la réalisation du Centre de

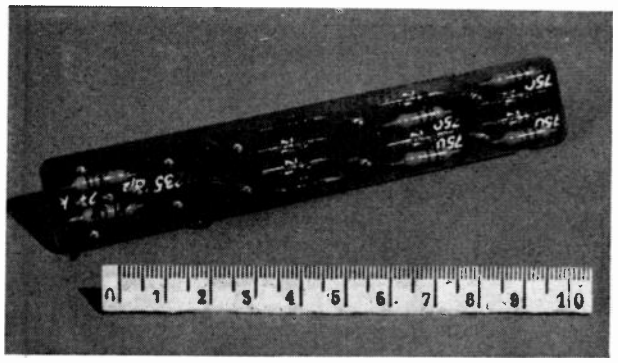


FIG. 27. — Elément modulaire de logique : fonction *NI*.

Traitement des Informations [22] ; il est représenté sur la figure 27.

La logique décrite ci-dessus se déroule à partir d'un programme câblé qui permet d'exécuter un très grand nombre d'opérations élémentaires en parallèle, d'où un gain de temps important. La décomposition du programme en phases et cycles élémentaires, rend la « programmation » d'une telle logique très simple et permet de réaliser facilement les adaptations éventuelles.

4.3.4. *Sécurité*

En commutation téléphonique, il est nécessaire d'avoir un fonctionnement quasi permanent avec des probabilités d'immobilisation du système extrêmement faibles. Tout d'abord, il est nécessaire de réduire la « fréquence des défauts » ; c'est une condition de première importance à imposer dans la conception des schémas des éléments constitutifs. Non seulement il faut satisfaire les exigences fonctionnelles, mais également veiller à sélectionner des composants fiables et surtout à les utiliser dans des conditions favorables à leur durée de vie. Il est primordial ensuite de diminuer le plus possible la « durée » des défauts. C'est la règle qui doit présider à la conception d'un ensemble ; des systèmes de contrôle doivent signaler tous les défauts dès leur apparition et donner le maximum d'indications pour en assurer la relève rapide. On essaiera, d'autre part, de provoquer ces défauts en réglant les tensions d'alimentation à leurs valeurs marginales, les défauts apparaissant ainsi en cours d'essai, ne perturberont pas le trafic. Enfin une grande importance doit être accordée aux défauts fugitifs. En effet, ils permettent de localiser les points faibles du système. Les contrôles mentionnés ci-dessus devront donc identifier la totalité des anomalies détectées, même si elles n'entravent pas le fonctionnement.

Contrôle du fonctionnement des points de connexion

Les points de connexion constituent presque la totalité du matériel du réseau de connexion. Il est donc très important de vérifier leur bon fonctionnement. La fiabilité de la chaîne de connexion décrite au § 4.3.3. a fait l'objet d'études approfondies. Les équipements de ligne et équipements médians, en plus des fonctions décrites, empêchent l'apparition des surtensions et surintensités mêmes fugitives qui réduiraient la vie des semiconducteurs du réseau.

Il apparaît qu'un défaut sur un point de connexion (court-circuit ou coupure) n'est pas dangereux pour les éléments voisins, ces deux états correspondant, dans la pratique, à une situation normale et permanente. Il est certain également qu'un point de connexion ne perturbe qu'une très petite partie du réseau de commutation et est pratiquement sans effet sur l'écoulement global du trafic, d'autant plus que la matrice où est détecté un défaut peut être « bloquée » par programme. Par contre, il est important d'empêcher l'accumulation de ces défauts qui, à la longue, entraînerait une dégradation progressive de la qualité du réseau. La détection d'un défaut du point de connexion est un problème facile à résoudre ; en effet les 65 000 éléments travaillent de la même façon et toute méthode valable pour l'un d'eux est valable pour tous. Sans entrer dans le détail de cette étude, on signalera seulement que tout défaut se traduit, soit par le mélange de deux itinéraires qui restent distincts sur au moins une partie du parcours, soit par la non-connexion de l'itinéraire. Après une opération de connexion, par exemple, les identificateurs en phases C_4 et C_5 vérifient si l'itinéraire est connecté, s'il est unique et s'il arrive bien sur les extrémités données ; les testeurs en phase C_6 contrôlent si le courant s'établit normalement. Lorsqu'une faute est ainsi localisée, on la transmet, avec toutes les informations nécessaires, au Centre de Traitement des Informations qui les enregistre. Sur ordre de ce dernier, le réseau de connexion déconnecte alors l'itinéraire en faute et établit la communication par une autre voie en un temps voisin de la milliseconde, donc imperceptible pour l'usager.

Contrôle des organes périphériques

Une étude technologique préalable a conduit à une conception qui permet d'assurer la relève rapide des dérangements dans les organes périphériques. D'une part ces ensembles sont conçus de telle façon que le court-circuit ou la coupure d'un semiconducteur ne détruisent pas les composants voisins. On a, d'autre part, prévu des contrôles sur les décodeurs et les codeurs : ils permettent de signaler immédiatement l'organe défectueux au Centre de Traitement des Informations. Les tores utilisés dans les testeurs sont traversés par des fils relativement fins et, de ce fait, fragiles ; les circuits reliés à ces fils ont été étudiés pour pouvoir supporter sans dommage l'application d'une tension quelconque comprise entre + 18 et — 18 V et l'adresse du fil défectueux est systématiquement transmise au Centre de Traitement des Informations. Il est à noter que les défauts signalés ci-dessus n'immobilisent qu'une fraction du réseau de connexion, le trafic peut continuer à être écoulé sur la partie restante.

Contrôle de la logique du réseau

Par contre, on a effectué une étude totalement différente pour la logique du réseau de connexion. En effet, les conséquences résultant d'un défaut affectant un de ces circuits élémentaires, varient suivant l'emplacement de celui-ci ; il n'est donc pas possible de prévoir un contrôle systématique du fonctionnement. Pourtant ces défauts sont particulièrement graves puisque, perturbant la logique, ils risquent de bloquer complètement le réseau de connexion, tout au moins

si le défaut est permanent et si la logique n'est pas doublée. On a prévu un dispositif de contrôle qui est pratiquement en parallèle sur le système logique ; il permet de localiser le sous-ensemble en dérangement sans nécessiter un matériel trop important. Egalement réalisé en logique modulaire, il a essentiellement pour rôle de contrôler la progression des registres qui sont la base même du programme. A partir de ces registres présentant ainsi une grande fiabilité, il est possible de vérifier que les différentes fonctions s'exécutent normalement. Par exemple, si un marquage de connexion commence au cycle élémentaire, en t_1 pour se terminer en t_7, on contrôlera qu'il existe au temps t_2 et qu'il a disparu au temps t_8. Cette méthode de localisation ne peut, en elle-même, assurer la permanance de fonctionnement. On est donc conduit à envisager deux solutions ; prévoir le dédoublement de la logique et un système de permutation, ou essayer de détecter les défauts avant qu'ils ne se traduisent par des conséquences néfastes. Dans un souci de réduction des équipements, ce qui augmente aussi la fiabilité de l'ensemble, on a adopté la deuxième solution.

Pendant les heures creuses, la nuit par exemple, le programme du Centre de Traitement des Informations déclenchera le fonctionnement de la logique sous tensions marginales ; éventuellement les anomalies constatées seront transmises au Centre de Traitement des Informations qui, les mettant en mémoire, pourra fournir les indications à l'opérateur chargé de l'exploitation.

L'expérience nous montrera s'il est ainsi possible d'éviter le classique mais coûteux doublement des organes.

4.3.5. *Résumé des caractéristiques*

Caractéristiques de commutation

Le réseau de connexion écoule un trafic de 500 erlangs, soit, pour des abonnés à trafic moyen, environ 6 000 à 10 000 abonnés (Les caractéristiques détaillées du trafic sont données au § 4.3.1.). Les ordres de connexion ou déconnexion sont données par le Centre de Traitement des Informations sous forme d'impulsions brèves (quelques microsecondes) et exécutés en fonctionnement autonome en une milliseconde environ.

Caractéristiques de transmission

— équivalent à 800 Hz, pont d'alimentation compris : 1,5 à 2 dNp,

— distorsion non linéaire dans la bande 300 à 3 400 Hz : 0,05 %,

— distorsion non linéaire au niveau + 3 dNp : 0,5 %,

— puissance maximale (distorsion + 3 %) : 5,5 dNp,

— diaphonie : l'affaiblissement diaphonique en un point de niveau relatif 0 est supérieur à 8 Np.

4.3.6. *Importance des équipements*

Le réseau de connexion lorsqu'il est équipé pour 10 000 abonnés comprend :

— 130 000 transistors pour les points de connexion,

— 10 000 transistors pour les équipements de lignes de jonctions et médianes et les organes périphériques,

— 3 000 transistors pour la logique de commande.

Soit 143 000 transistors au total, c'est-à-dire environ 15 par abonné.

La puissance électrique utilisée aux heures de fort trafic se décompose en deux parties :

— l'alimentation des postes téléphoniques d'abonnés	5 kW
— l'alimentation du réseau de connexion	2 kW
Soit au total	7 kW

Nous voyons que la première partie étant irréductible, il est impossible d'obtenir un gain important pour le total sans changer le poste téléphonique.

L'ensemble du réseau peut être réalisé en 18 bâtis de 2,85 m de hauteur et 0,70 m de largeur, répartis en :

— réseau de brassage : 16 bâtis,

— organes périphériques : 1 bâti,

— logique du réseau : 1 bâti.

La figure 28 montre la réalisation en service, équipée à 2 500 abonnés (environ 500 jonctions), soit six

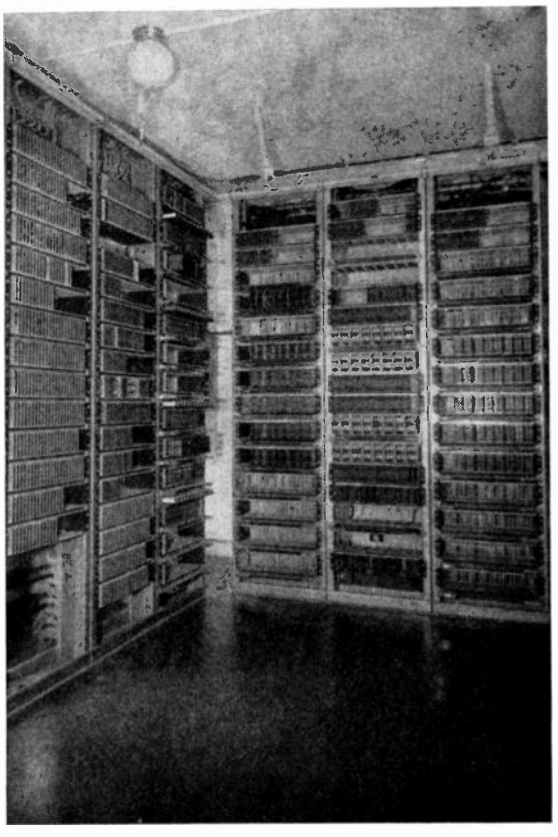


FIG. 28. — Réseau de connexion équipé à 2 500 lignes.

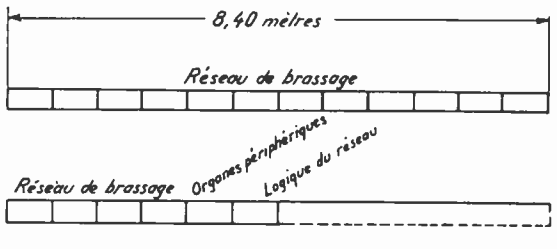


FIG. 29.— Plan de salle d'un réseau de connexion pour 10 000 abonnés.

bâtis. Le plan de salle correspondant à 10 000 abonnés est représenté sur la figure 29. Le réseau de connexion occupe une travée et demie à raison de 12 baies par travée (disposition normalisée pour les centraux crossbar CP 400). Nous préciserons que la partie correspondante d'un central électromécanique moderne nécessite 96 bâtis, soit 8 travées, d'où une réduction de l'encombrement dans un rapport voisin de 5 par l'emploi de l'électronique. Il est inutile d'insister sur l'importance de ce point pour les centraux téléphoniques des grandes villes où les problèmes de locaux sont toujours critiques.

5. Conclusion

Comme on a pu le voir le problème du réseau de connexion dans un central téléphonique est complexe, car, dans l'état actuel de la technique, il est impossible de dire que telle ou telle solution sera adoptée de manière générale dans l'avenir. Il est d'ailleurs probable que plusieurs systèmes coexisteront comme c'est le cas actuellement pour les systèmes classiques. Un tel état de choses suppose donc que l'on fasse a priori un certain nombre de choix sur la technologie et la philosophie à adopter. Mais, les options une fois prises, on est conduit à développer un type d'équipement qu'il faut ensuite expérimenter.

Le réseau de connexion qui vient d'être décrit a été conçu, et développé au département RECHERCHES SUR LES MACHINES ELECTRONIQUES du C.N.E.T., et réalisé par le laboratoire de SOCOTEL à Lannion. Il est actuellement en cours d'essais. Il est prévu pour travailler au sein d'un ensemble plus vaste et pour fonctionner en liaison avec des organes électroniques centralisés d'enregistrement, de traduction et de taxation, en vue de constituer un central téléphonique électronique [21]. Ce central, qui a reçu le nom de code d'ARISTOTE (Autocommutateur Réalisant Intégralement et Simultanément Toutes Opérations de Téléphonie Electronique), sera mis, au début de 1965, en service réel au CENTRE DE RECHERCHES que le C.N.E.T a récemment installé à Lannion. Il bénéficiera ainsi de la proximité des ingénieurs de ce Centre, qui pourront, avec les créateurs du système, mettre au point les méthodes nouvelles d'exploitation et de maintenance nécessitées par cette mutation technique qu'est la commutation électronique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KEISTER W., KETCHLEDGE R.W. and LOVELL C.A. — The Morris Telephone Exchange. *Proc. IEE PtB*, Supplement N° 20, Vol. 107 (1960), pp. 257-263.

[2] GERKE P., SKAWSKI H. et THOM G. — Le Central Téléphonique à commande électronique de Munich. *Revue Siemens* N° 3 (1963), pp. 75-81.

[3] BROADHURST S.W. — The Highgate Wood Electronic Telephone Exchange. *The Post Office Electronical Engineers' Journal*. Vol. 55, January 1963, pp. 265-274.

[4] Central Téléphonique quasi-électronique. *Revue des Télécommunications* N° 4 (1963), p. 574.

[5] LIBOIS L.J. — Un nouveau système de commutation électronique à grande capacité. *Commutation et Electronique*, Novembre 1961, pp. 9-29.

[6] LE GALL P. — Les calculs d'organes dans les centraux téléphoniques automatiques modernes (1959). Editions de la Revue d'Optique.

[7] LE GALL P. — Les systèmes avec et sans attente et les processus stochastiques (1962). Dunod.

[8] LUCAS P. et DUQUESNE J. — Etage de concentration de trafic semi-électronique. *Annales des Télécommunications*, Mai-Juin 1962, pp. 117-133.

[9] DUQUESNE J. — Un satellite semi-électronique à 400 lignes. *Commutation et Electronique*, Novembre 1962, pp. 5-19.

[10] RÉGNIER A. — Concentrateur de 200 lignes d'abonnés utilisant des relais à tige comme points de connexion. *Commutation et Electronique*, Novembre 1962, pp. 53-62.

[11] LÉGARÉ R. et DELBOUYS A. — Eléments de téléphonie automatique. Cours professionnels techniques. Direction des Services d'Enseignement des P.T.T. (1960).

[12] HOVGAARD O.M. and PERREAULT G.E. — Development of Reed Switches and Relays. *B.S.T.J.*, Vol. 34 (1955), N° 2, pp. 309-322.

[13] TOWNSEND M.A. and DEPP W.A. — Cold cathode tubes for transmission of audio frequency signals. *B.S.T.J.*, Vol. 32, November 1954, pp. 1371-1391.

[14] LIBOIS L.J. et LUCAS P. — Antarès, Central Téléphonique de laboratoire entièrement électronique. *Commutation et Electronique*, Avril 1963, pp. 5-31.

[15] JOEL A.E. Jr. — An experimental switching system using new electronic techniques, *B.S.T.J.*, Vol. 37, September 1958, pp. 1091-1124.

[16] MOLL J.L., TANENBAUM M., GOLDEY J.M. and HOLONYAK V. — PNPN Transistor Switches. *Proc. of the I.R.E.*, Vol. 44, September 1956, p. 1174.

[17] VAUGHAN H.E. — Research model for time-separation integrated communication. *B.S.T.J.*, Vol. 38, July 1959, pp. 909-932.

[18] POSCHENRIEDER M. — La méthode multiplex à division dans le temps pour la technique de commutation téléphonique. *Revue Siemens*, Juin 1963, pp. 198-206.

[19] ZUPA F.A. — Magnetic latching crossbar switches. *B.S.T.J.*, Vol. 39, pp. 1351-1374, September 1960.

[20] FEINER A., LOVELL C.A., LOWRY T.N. and RIDINGER P.G. — The Ferreed. A new switching device, *B.S.T.J.*, Vol. 39 (1960), N° 1, pp. 1-30.

[21] LIBOIS L.J., LUCAS P., PROFIT A. et ROUZIER M. — L'autocommutateur électronique expérimental de Lannion. *Commutation et Electronique*, Avril 1964, pp. 7-36.

[22] PINET A. — Systèmes de circuits logiques rapides à élément de base unique. *L'Onde Electrique*, Vol. pp.

LES CALCULATEURS NUMÉRIQUES ÉTUDIÉS AU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

P. MARZIN

Ingénieur Général des Télécommunications,
Directeur du C.N.E.T.

C'est en 1957 que le Centre National d'Etudes des Télécommunications a décidé de consacrer des moyens importants à l'étude de structures nouvelles pour les organes de commutation téléphonique. Il s'agissait de mettre en œuvre, pour les besoins particuliers des télécommunications, une technologie analogue à celle qui commençait à être utilisée dans les calculateurs numériques électroniques. Le département « Recherches sur les Machines Electroniques » (RME) à qui fut confié cette tâche a vu, depuis lors, ses effectifs croître régulièrement ; depuis 1959 son activité s'insère dans le cadre du programme général de recherches de SOCOTEL (1).

Le souci de garder un caractère général aux études entreprises, l'a conduit naturellement à s'intéresser de près aux calculateurs électroniques eux-mêmes et à réaliser quelques prototypes.

1. Position du problème

La ligne de recherche adoptée au C.N.E.T. dans le domaine de la commutation électronique a eu, dès le départ, deux principes de base :

— remplacement de la majorité des composants électromécaniques classiques, relais, commutateurs rotatifs ou sélecteurs, par des pièces détachées purement électroniques,

— centralisation de toutes les fonctions de décision et de commande d'un autocommutateur dans un organe électronique rapide à programme enregistré.

(1) SOCOTEL : Société d'économie mixte groupant l'Etat et les cinq principaux constructeurs d'équipements téléphoniques : Association des Ouvriers en Instruments de Précision (A.O.I.P.), Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (C.G.C.T.), Compagnie Industrielle des Télécommunications (C.I.T.), Le Matériel Téléphonique (L.M.T.) et Société des Téléphones ERICSSON (S.T.E.).

Le premier de ces principes est simple : il résulte directement de l'évolution technique des automatismes et, même s'il suppose une certaine révolution pour les moyens de production, il n'implique en lui-même aucune modification de l'organisation et du fonctionnement général des systèmes.

Le second, bien au contraire, est susceptible d'avoir des répercussions extrêmement importantes et oblige à repenser totalement la structure des ensembles [1], [2]. En effet, grouper dans un calculateur spécialisé unique toutes les fonctions dites intelligentes d'un autocommutateur de grandes dimensions du réseau public, suppose que l'on accepte pour ce calculateur un certain nombre de contraintes difficiles à tenir.

Il est indispensable, tout d'abord, que le calculateur soit apte à une utilisation en temps réel ne tolérant aucune défaillance, ce qui implique pour le calculateur, la possibilité, de communiquer rapidement et efficacement avec le milieu extérieur. Il est ensuite nécessaire que le fonctionnement du calculateur soit suffisamment rapide pour être capable d'écouler sans retard et sans encombrement le trafic de pointe du central. Enfin il est indispensable que la fiabilité du système soit aussi bonne que possible ; c'est là probablement la difficulté majeure de cette étude : à partir du moment où l'on centralise dans un organe unique une fonction vitale d'un système, il n'est plus possible d'accepter que cet organe tombe en panne si le système doit demeurer opérationnel en permanence. Or, c'est précisément le cas d'un autocommutateur téléphonique ; s'il est à la rigueur possible de tolérer qu'une fraction du central soit momentanément bloquée, privant ainsi un groupe limité d'abonnés du service, on ne peut pas, par contre, se permettre d'interrompre, fut-ce pour un temps limité, la totalité du central. Il s'agit donc bien de mettre en œuvre un calculateur à fonctionnement strictement permanent, sans même autoriser les classiques périodes de maintenance préventive [3].

Ces considérations, ajoutées à la spécificité intrinsèque du problème de la commutation téléphonique,

conduisent naturellement à développer une famille de calculateurs à organisation spécialisée. Pour permettre l'écoulement d'un trafic donné, il est en effet préférable de développer un calculateur spécialisé dont les performances ont été adaptées aux cas particuliers de la commutation, plutôt que d'incorporer dans le central un calculateur universel trop puissant, donc coûteux.

Cette voie a d'ailleurs été explorée à fond par le C.N.E.T. pour la réalisation du prototype d'autocommutateur semiélectronique SOCRATE actuellement en service à Lannion [4]. L'organe de commande de cet ensemble est un calculateur à programme enregistré utilisant des mémoires à ferrites et un tambour magnétique,. Le code d'ordre prévoit directement l'exécution de fonctions téléphoniques : enregistrement de numéros, test combiné de la disponibilité d'un faisceau de lignes, ordres de connexion et de déconnexion des abonnés.

Ainsi le C.N.E.T. a été amené à entreprendre l'étude de la technologie des calculateurs électroniques de façon à être en mesure de réaliser les éléments nécessaires à la construction de maquettes d'autocommutateurs téléphoniques électroniques. Toutefois il est rapidement apparu que, pour les premières expérimentations, il était beaucoup plus commode de construire tout d'abord des calculateurs universels permettant, par leur souplesse d'utilisation, d'essayer avec un seul système et par de simples changements de programmes, les nombreuses solutions parmi lesquelles le choix était possible.

En effet, au moyen d'un calculateur universel il est possible de simuler n'importe quel organe de commande spécialisé, et il est même extrêmement facile de passer d'un système à un autre par simple modification du programme : pour les études de démarrage qui sont la vocation du C.N.E.T., le calculateur universel constitue donc la solution la meilleure et il était normal de réaliser ce calculateur sur place puisque, de toute façon, la technologie devait être étudiée pour la phase finale et qu'il y avait là une occasion commode d'en éprouver la valeur. Une fois les études suffisamment avancées, le C.N.E.T. pourra rapidement passer au système définitif spécialisé puisque les éléments constitutifs — circuits logiques et mémoires par exemple — seront alors disponibles.

Un autre avantage de la mise en œuvre d'un calculateur universel est qu'il peut être facilement utilisé, par ailleurs, pour le test automatique de sous-ensembles étudiés par les laboratoires : mémoires ou réseaux de connexion électroniques, par exemple. Enfin il est intéressant de remarquer que le fait d'incorporer un calculateur universel dans une maquette de central électronique permet de récupérer un calculateur à usage général une fois les expérimentations terminées et la maquette démontée.

Le Département RME du C.N.E.T. s'est ainsi trouvé naturellement amené à construire, à mettre au point et à utiliser une famille de calculateurs originaux. ANTINÉA et RAMSÈS sont les deux premiers calculateurs expérimentaux de cette famille. Ils fonctionnent à l'heure actuelle de façon satisfaisante. Deux autres calculateurs sont en cours d'étude : RAMSÈS II, calculateur dérivé de RAMSÈS mais destiné à un domaine d'utilisation plus large et RME X1 petit calculateur à hautes performances devant permettre d'expérimenter un certain nombre de solutions et de technologies nouvelles.

2. Le calculateur Antinéa

2.1. But du calculateur

Au moment où les premières études de sous-ensembles menées au département RME commençaient à porter leurs fruits, il a été décidé de rassembler dans un calculateur expérimental les maquettes de mémoires et les circuits logiques disponibles. La construction de ce petit ensemble avait un but multiple :

— éprouver les éléments étudiés dans des conditions réelles de fonctionnement permettant un diagnostic serré des moindres défaillances ;

— vérifier que les performances attendues de ces éléments ne se trouvaient pas détériorées par la construction de petite série sous forme de circuits imprimés, et par leur assemblage en bâtis ;

— entraîner le personnel des laboratoires à la conception des ensembles importants et à leur programmation ;

— disposer d'un organe de test automatique d'une grande souplesse d'utilisation pour la mise à l'épreuve de sous-ensembles à une cadence rapide.

Il s'est trouvé, de plus, que le calculateur ANTINÉA présentait l'intérêt supplémentaire d'être l'un des premiers, sinon le premier calculateur transistorisé de cette puissance, mis en service en Europe.

2.2. Organisation générale

Le calculateur ANTINÉA (1) est un calculateur universel binaire à structure parallèle, à programme enregistré. Son organisation d'ensemble peut être comparée à celle de l'EDSAC II (fig. 1). La structure parallèle a été d'emblée préférée à une structure série qui aurait été plus économique, en raison de la grande vitesse de fonctionnement qui était recherchée pour les applications téléphoniques. En 1959, il était assez difficile d'obtenir des cycles de mémoires de l'ordre de quelques microsecondes et des circuits logiques capables de traiter des impulsions de l'ordre d'une microseconde de largeur ; dans ces conditions, une machine série eut conduit à des temps de fonctionnement prohibitifs, limitant à des chiffres trop petits la capacité du central téléphonique qui aurait pu être commandé avec sécurité et efficacité par le système.

Comme tout calculateur à programme enregistré, ANTINÉA est organisée autour de sa mémoire rapide. Cette mémoire comporte quatre mille mots de vingt éléments binaires avec un cycle complet lecture-écriture de 5 μs et un temps d'accès de 2 μs environ. La moitié de la mémoire est une mémoire temporaire

(1) Appareillage Numérique pour Traiter les Informations Numériques Et Analogiques.

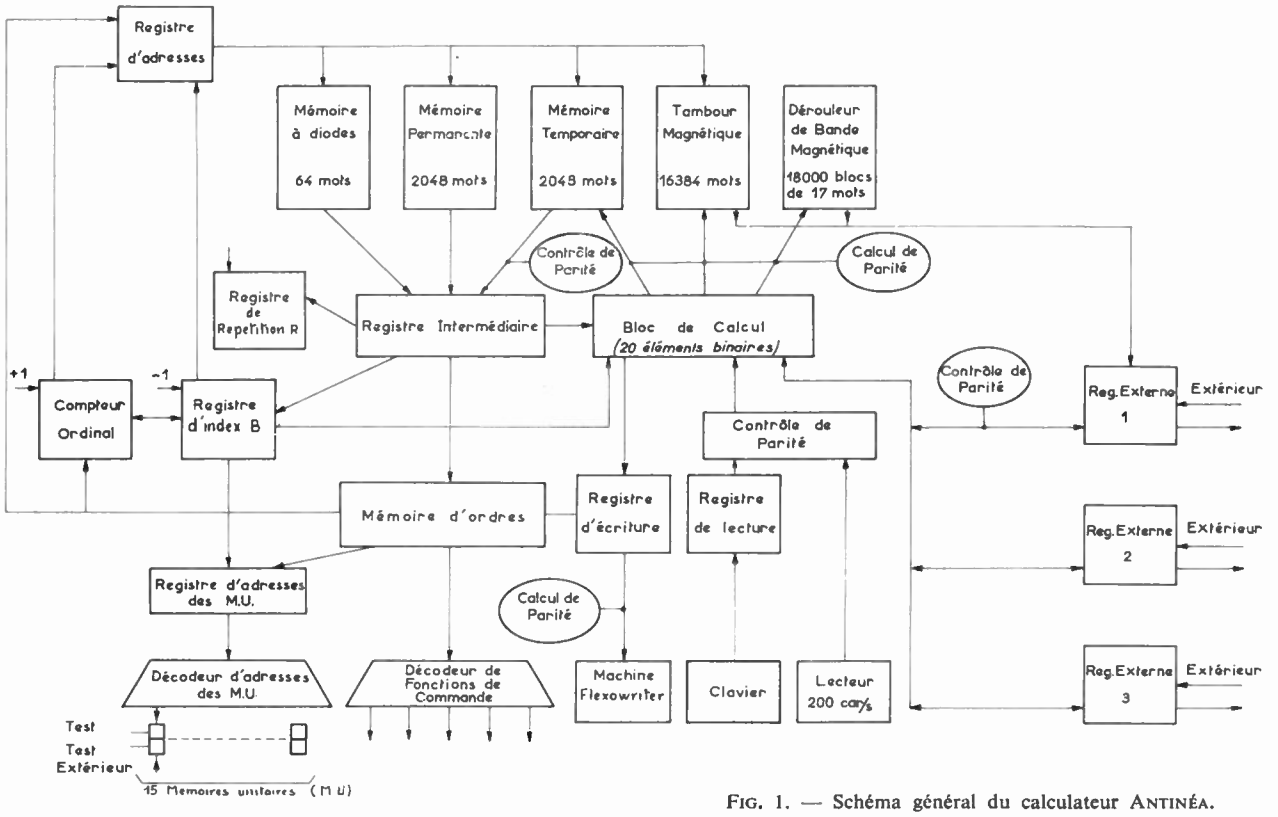


FIG. 1. — Schéma général du calculateur ANTINÉA.

à tores de ferrite à sélection par mots. L'autre moitié, soit deux mille mots, est constituée par une mémoire semi-permanente à tores de ferrite câblés. La nécessité d'une mémoire " morte " était apparue au C.N.E.T. dès 1958 alors que l'habitude n'en était pas encore prise dans le domaine des calculateurs universels : c'est qu'en effet le programme de fonctionnement d'un autocommutateur téléphonique présente, par rapport à celui d'un calculateur à usage scientifique, une certaine stabilité qui autorise l'utilisation d'une mémoire où l'information ne peut être modifiée que par une intervention manuelle, mais présente, par contre, l'avantage de ne pouvoir être détruite par un signal parasite accidentel. La réalisation sous forme de tores de ferrite câblés a été choisie de préférence à toute autre technologie de mémoire « morte » en raison de l'excellente fiabilité qu'on peut en obtenir et de la relative facilité avec laquelle il est possible de modifier les informations enregistrées (fig. 2) [5]. Actuellement se trouvent câblés dans cette mémoire tous les programmes courants nécessaires à l'exploitation de la machine : ordres initiaux, sous-programmes de calcul et d'édition. Les deux mille mots qui restent pour l'utilisation courante constituent évidemment une capacité limitée [6]. Toutefois, le traitement de problèmes assez importants est rendu possible par l'utilisation de deux mémoires auxiliaires à accès plus long : une mémoire adressable à tambour magnétique ayant une capacité de seize mille mots de 20 éléments binaires et un temps d'accès moyen de 10 ms, et une mémoire à bande magnétique. Cette dernière mémoire a été organisée autour d'un enregistreur à seize pistes et peut être utilisée comme mémoire à très grande capacité (trois cents mille mots environ pour une bande) adressable et à temps d'accès variable. Cet emploi d'un dérouleur de bande est totalement différent de l'exploitation habituellement rencontrée dans les calculateurs de gestion et s'apparente plutôt à celui des unités de disques magnétiques.

Le code d'instructions est à simple adresse, les circuits de calcul étant organisés autour d'un registre accumulateur. La structure des instructions est très simple :

— cinq éléments binaires sont utilisés pour la fonction à réaliser,

— trois éléments binaires pour les indices,

— douze éléments binaires d'adresse désignent l'opérande non contenu dans l'accumulateur et permettent l'adressage de la totalité de la mémoire rapide.

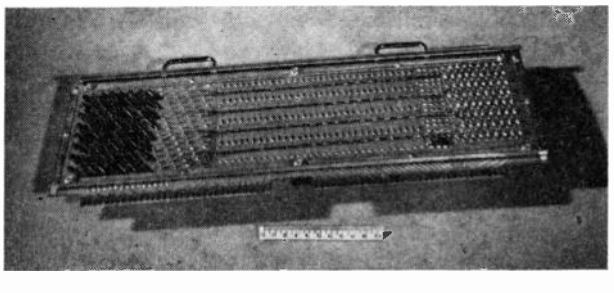


FIG. 2. — Photographie d'une plaque de mémoire semi-permanente comportant 128 mots.

Les fonctions directement exécutables sont limitées à un petit nombre d'opérations élémentaires : addition et soustraction arithmétiques, intersection logique, transferts, tests et fonctions de commande.

Les trois indices permettent, l'un l'indexation des adresses par substitution du contenu d'un registre d'index à l'adresse de l'ordre, l'autre la désignation de la partie adresse de l'ordre comme paramètre de calcul, et le troisième l'utilisation d'un registre de répétition qui commande l'exécution réitérée de certains ordres à la cadence rapide de 2,5 μs.

Le temp normal d'exécution des instructions est de deux cycles mémoire, soit 10 μs, ce qui suppose qu'il y a recouvrement du temps de calcul (propagation de la retenue dans l'accumulateur) et du temps d'extraction de l'instruction suivante de la mémoire.

Les organes d'entrée-sortie ont été réduits à un minimum de façon à ne pas alourdir cette première réalisation. Une machine à écrire électrique type Flexowriter permet — outre la préparation hors calculateur des rubans perforés de programme — l'entrée directe dans la machine par clavier et la sortie des informations sons forme imprimé ou sous forme de ruban perforé. Un lecteur photoélectrique rapide est utilisé pour l'entrée des programmes en mémoire à la cadence de deux cents caractères par seconde.

L'un des traits les plus intéressants d'ANTINÉA est la présence de liaisons électriques directes avec l'extérieur. Trois registres de vingt éléments binaires et quinze mémoires unitaires permettent l'affichage vers l'extérieur d'informations issues de programmes ou le test programmé d'informations venues de l'extérieur. Ce dispositif, indispensable pour le raccordement d'éléments de commutation téléphonique, s'est révélé très commode pour le test automatique de sous-ensembles électroniques par le calculateur.

2.3. RÉALISATION DU CALCULATEUR

Le calculateur ANTINÉA est entièrement transistorisé. Deux transistors à alliage au germanium, un PNP et un NPN ont servi de base à sa réalisation. Leur fréquence de coupure est supérieure à 5 MHz et les impulsions traitées ont 1,25 μs de largeur avec des fronts et des retards de l'ordre de un à deux dixièmes de microseconde. Les circuits logiques utilisés sont de types multiples : basculeurs, portes ET, portes OU, inverseurs, amplificateurs régénérateurs, amplificateurs de courant, lignes de retard (fig. 3) [7].

Les mémoires à ferrites, telles qu'elles ont été décrites au paragraphe précédent, sont celles qui équipent la machine dans sa forme définitive. Initialement quatre petites mémoires de soixante-quatre mots chacune avaient été essayées dans la machine : deux d'entre-elles ont vu leur technologie conservée pour donner naissance aux mémoires actuelles. Une autre était une mémoire semi-permanente à diode d'une grande souplesse d'emploi : elle a été conservée en raison de la facilité avec laquelle son contenu peut être modifié, elle sert actuellement de mémoire relais pour les programmes câblés dans la mémoire

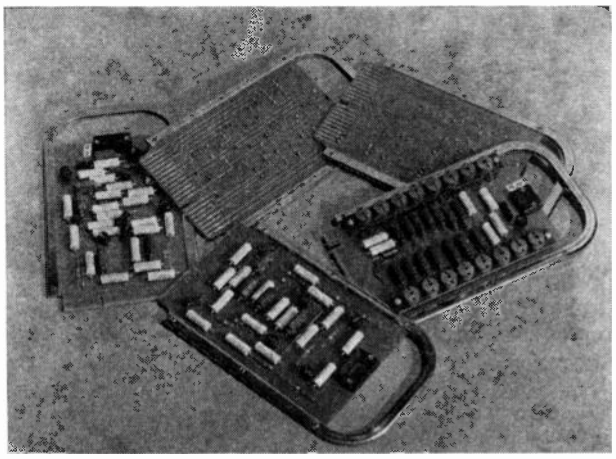


FIG. 3. — Circuits logiques transistorisés utilisés pour la construction d'ANTINÉA.

semi-permanente principale [8]. Enfin une mémoire à plaques de ferrite à deux trous par éléments binaires et à sélection par mot a été mise au point : il s'agissait d'une réalisation nouvelle qui semblait très intéressante et fonctionnait de façon satisfaisante. Elle n'a pas été conservée en raison du prix de revient élevé en France des plaques de ferrites nécessaires [9].

En ce qui concerne la mémoire à ferrites temporaires, le bloc proprement dit a été acheté câblé et tous les circuits ont été étudiés et construits dans les laboratoires du C.N.E.T. La politique a été la même en ce qui concerne les mémoires auxiliaires : achat dans le commerce du tambour magnétique équipé de ses têtes et de la platine de dérouleur de bande magnétique, étude et réalisation par les laboratoires du C.N.E.T. de toute l'électronique correspondante.

Le même procédé a été conservé pour les calculateurs suivants car il s'est révélé extrêmement commode à l'usage : en effet, il n'est pas dans la vocation du C.N.E.T. d'étudier ou de construire des dispositifs produits par les laboratoires de l'industrie, mais il est efficace que les circuits électroniques qui les entourent soient étudiés conjointement avec l'ensemble du système dans lequel ils s'intègrent. Les difficultés d'interconnexion entre circuits de conception différente sont ainsi totalement éliminées.

Construite à partir de 1958, ANTINÉA a commencé à exécuter des programmes de quelque importance en 1960 ; elle a été équipée de ses mémoires définitives au début de 1962. Simultanément, en 1961 et 1962, ANTINÉA a servi de calculateur de commande à une maquette de laboratoire de central téléphonique, ANTARÈS [10], [11].

Depuis la fin de cette expérience, ANTINÉA sert de calculateur d'usage général, plus particulièrement destiné à fournir une aide aux différents services du département RME : essais systématiques d'organes de commutation, rédaction automatique de documents de câblage, assemblage de programmes destinés au central électronique ARISTOTE en cours d'installation

à Lannion (Côtes-du-Nord) [12]. Depuis que la structure de la machine a été cristallisée, son fonctionnement est très satisfaisant et ne nécessite que peu d'interventions du personnel de maintenance.

Dans sa réalisation actuelle (fig. 4), la machine comporte environ cinq mille transistors et dix mille diodes au germanium répartis dans une douzaine de bâtis et un pupitre. L'ampleur du pupitre trouve sa justification dans le fait qu'il s'agit d'un calculateur prototype destiné à des études de laboratoire. Le même calculateur, mis à la disposition d'un centre de calcul travaillant en langage symbolique, ne nécessiterait qu'un pupitre extrêmement réduit. Au contraire, pour toute la phase de mise au point du système et

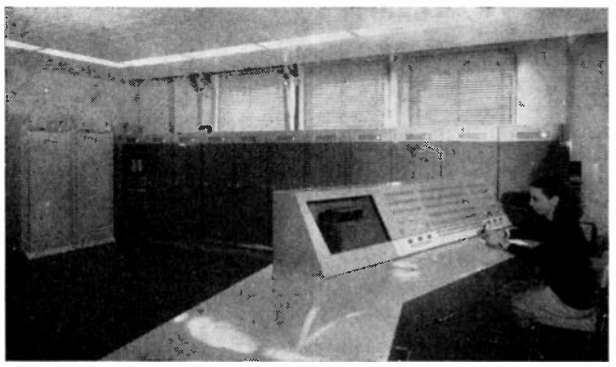


FIG. 4. — Le calculateur ANTINÉA. Au premier plan le pupitre ; au fond les organes de calcul et de commande ; à gauche les mémoires.

pour l'étude, en langage machine, de programmes destinés au fonctionnement en temps réel, il est extrêmement commode de disposer d'un pupitre très complet permettant de connaître d'un seul coup d'œil l'état de l'ensemble de la machine.

L'alimentation du calculateur est assurée par le secteur à travers un groupe tournant destiné à supprimer les parasites ou les coupures brèves. La consommation est d'environ 2 kW.

3. Le calculateur Ramsès

3.1. But du calculateur

Le calculateur ANTINÉA n'était qu'un calculateur expérimental de dimensions relativement réduites, dont la puissance était insuffisante pour la commande d'un autocommutateur téléphonique. L'étape suivante consistait donc tout naturellement à passer à une machine plus importante permettant de desservir facilement un central de dix ou vingt mille abonnés.

Pour augmenter la puissance d'un calculateur la voie la plus simple consiste à accroître sa cadence de fonctionnement en utilisant des circuits plus rapides. Cela conduisait pratiquement à conserver la structure et le schéma général du calculateur et à renouveler complètement les éléments de base. Cette voie, certes séduisante en elle-même, n'était pas sans danger. En effet, il s'agissait essentiellement de faire un calculateur de haute sécurité et de grande puissance, étudié pour être intégré dans le central électronique ARISTOTE destiné à être mis en service réel à Lannion [13]. Il était donc indispensable de choisir une solution utilisant, dans toute la mesure du possible, une technique déjà éprouvée.

Pratiquements il était nécessaire de conserver les deux types de mémoires à tores de ferrites d'ANTINÉA, semi-permanente et temporaire, à sélection par mot, en accroissant leur capacité totale. Il était également prudent d'utiliser le même type de transistor PNP à alliage au germanium dont la fiabilité avait pu être contrôlée. Les cadences de fonctionnement en résultaient nécessairement : cycle de fonctionnement mémoire de 5 μs réduit à 4 par des améliorations de circuits, impulsion de base d'une largeur minimale de une microseconde pour les circuits logiques.

Dans ces conditions, la structure de RAMSÈS (1) est nécessairement différente, et aussi plus complexe que celle d'ANTINÉA. Pour augmenter la puissance de calcul, trois moyens ont été mis en œuvre :

— accroissement de la dimension des informations traitées,

— étude d'un code d'ordres plus efficace réalisant davantage d'opérations en une seule instruction,

— étude de dispositifs nécessaires au fonctionnement en temps réel : simultanéités et interruptions prioritaires.

Enfin, le calculateur étant destiné presque exclusivement à des expériences de commutation téléphonique — central ARISTOTE — il n'a pas paru utile de développer des circuits de calcul très spécialisés tels que des organes de multiplication. L'accès à des informations très dispersées a été favorisé par la création d'ordres permettant l'adressage direct d'éléments binaires quelconques en mémoire ou dans les organes logiques.

Par ailleurs, pour accroître la fiabilité générale de l'ensemble, un nouveau système de circuits logiques, a été élaboré, utilisant, comme il a été dit plus haut, les mêmes composants. Les circuits logiques qui avaient été utilisés pour ANTINÉA avaient, malgré leur commodité d'emploi, trois inconvénients :

— d'abord, étant donné la multiplicité des circuits de base, il était difficile de vérifier à l'avance en laboratoire toutes les performances des divers assemblages possibles,

— ensuite, la mise en œuvre de liaisons directes du collecteur d'un transistor à la base du transistor de l'étage suivant — cas des amplificateurs à charge d'émetteur — créait des configurations particulièrement vulnérables : il suffisait d'une masse ou d'une tension accidentelle en un point malencontreux pour entraîner la destruction d'un élément et d'un certain nombre de ceux auxquels il était lié,

(1) Réalisation d'un Automatisme Mathématique pour Système Electronique Séquentiel.

— enfin l'utilisation de liaisons capacitives pour l'attaque des basculeurs compteurs et la répartition dans les schémas logiques d'amplificateurs régénérateurs localisés étaient de nature à compromettre également la fiabilité générale du système.

Un circuit logique modulaire à un seul élément de base réalisant la fonction *NI* a donc été réalisé et utilisé pour la construction du nouveau calculateur. L'élément de base choisi a trois entrées à diodes et une sortie sur laquelle le signal est systématiquement régénéré par le transistor inverseur du circuit (fig. 5) ; toutes les liaisons sont continues et se font à travers des résistances de protection permettant d'éviter les destructions en chaînes. Le circuit a pu être étudié dans toutes ses conditions d'utilisation et des règles d'assemblage très précises ont été élaborées [14], [15], [16], [17].

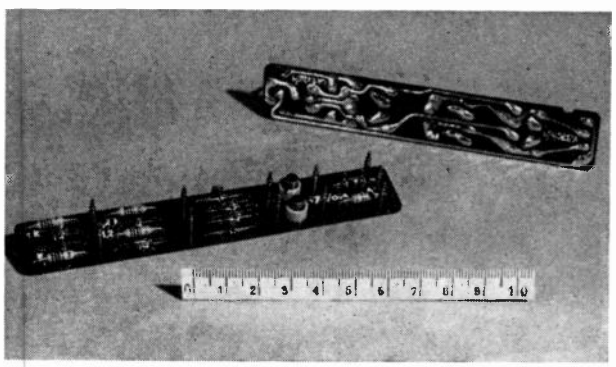


FIG. 5. — Circuit logique *NI* à transistor utilisé pour la construction du calculateur RAMSÈS.

Enfin de nombreux contrôles de parité ont été répartis dans l'ensemble de la machine pour accélérer la détection des pannes et favoriser leur diagnostic.

3.2. ORGANISATION GÉNÉRALE (fig. 6)

RAMSÈS est un calculateur universel à structure parallèle traitant des informations, de trente-et-un éléments binaires plus un élément de contrôle de parité [18]. Sa mémoire principale à tores de ferrite peut atteindre une capacité de seize mille mots. Elle est actuellement équipée de sept blocs de mille mots, quatre de mémoire temporaire et trois de mémoire semi-permanente. Elle a un temps d'accès de 2 μs et un cycle de 4 μs exploité en 5 μs par les circuits logiques.

Etant donné que, dans l'utilisation en temps réel du système, les programmes que l'on a à traiter sont nombreux et s'enchevêtrent, l'utilisation d'une machine à accumulateur a été jugée malcommode ; l'accumulateur joue, en effet, le rôle d'une plaque tournante par laquelle transitent toutes les informations traitées par les différents programmes ; il risque ainsi de créer une sorte de goulot d'étranglement. Il a donc été décidé de ne laisser subsister aucune information d'un ordre sur l'autre dans les circuits de calcul de la machine. Ceci conduit à une

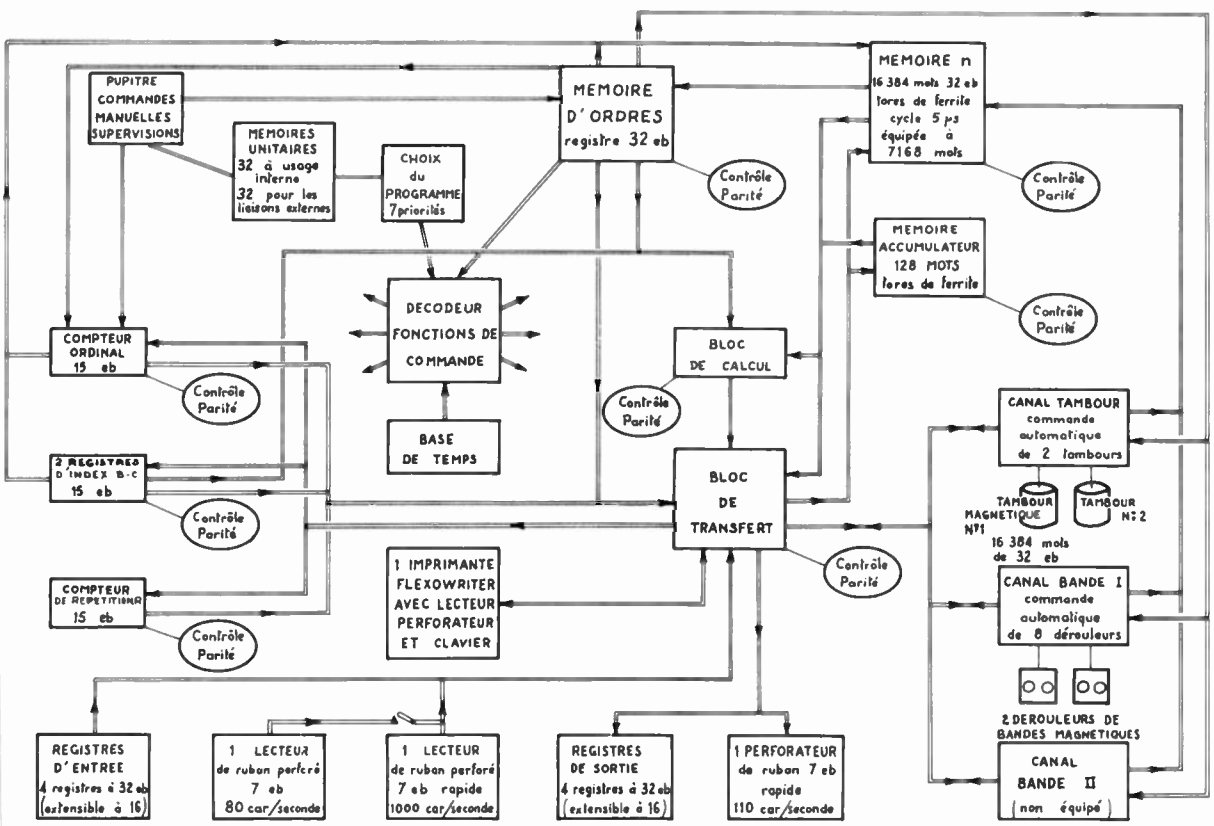


FIG. 6. — Organisation générale du calculateur RAMSÈS.

machine à deux ou trois adresses, chaque instruction précisant de façon explicite ou implicite les adresses des deux cases de mémoires où sont rangés les deux opérandes à traiter et l'adresse où doit être rangé le résultat. L'inconvénient de cette méthode est que le temps d'exécution de chaque instruction se trouve fortement allongé ; nous avons vu que, dans un calculateur à accumulateur comme ANTINÉA, il faut le temps de deux cycles mémoire pour exécuter une instruction ; dans un calculateur à trois adresses il en faudra en général cinq : un pour l'extraction de l'ordre, deux pour l'extraction des opérandes, un pour le calcul proprement dit et un pour le retour du résultat en mémoire. Il est vrai que le temps réservé au calcul peut être récupéré soit en utilisant des circuits de calcul ultra-rapides ce qui est cher, soit en pratiquant le recouvrement des ordres les uns sur les autres, ce qui entraîne une structure complexe peu souhaitable pour une première expérience.

Pour éviter une partie de ces écueils et conserver des temps de fonctionnement compétitifs une solution intermédiaire a été utilisée. Elle consiste, dans RAMSÈS, à mettre en œuvre une petite mémoire à ferrites supplémentaire dénommée mémoire accumulateur. Cette mémoire qui comporte cent vingt-huit mots adressables en deux tranches de soixante-quatre mots fonctionne en même temps que la mémoire principale et permet l'exécution d'instructions à deux adresses en un temps égal à trois cycles mémoire (15 μs). Une minorité d'instructions mettant en jeu des opérations soit particulièrement simples, soit particulièrement complexes, s'exécute en deux ou quatre cycles mémoire.

L'utilisation d'une mémoire accumulateur permet, par ailleurs, le développement d'un système d'interruptions prioritaires particulièrement économique comme on le verra plus en détail dans la suite.

Le format des instructions est le suivant :

— cinq éléments binaires désignent la fonction à réaliser,

— six éléments binaires sont utilisés comme indice,

— six éléments binaires permettent l'adressage de soixante-quatre mots de la mémoire accumulateur,

— quatorze éléments binaires permettent l'adressage des seize mille mots possibles de la mémoire principale,

— un élément binaire est utilisé pour le contrôle de parité.

Les fonctions directement exécutables sont du même type que celles d'ANTINÉA mais en général un peu plus complètes de façon à augmenter l'efficacité d'ensemble de la machine. Par contre, les indices permettent de nombreuses variantes et multiplient, en quelque sorte, d'autant le nombre de fonctions disponibles. Deux indices sont réservés à l'indexation à l'aide de deux registres d'index à quinze éléments binaires : quatorze éléments d'adresse et un de contrôle de parité. Une instruction de test spécial permet les ruptures de séquence conditionnelles par comparaison entre le contenu d'un des registres index et une information de référence préalablement chargée dans un registre. Un autre indice permet de déclencher l'exécution répétée de certaines instructions à la cadence de deux cent mille fois par seconde sous le contrôle d'un registre de comptage.

La mémoire principale est complétée par deux types de mémoires auxiliaires :

— des tambours magnétiques du même type que celui du calculateur ANTINÉA et comportant seize mille mots de trente-deux éléments binaires.

— des dérouleurs de bande magnétique capables de lire ou d'écrire sur une bande d'un demi pouce à six pistes utiles et une piste de contrôle, sous une forme compatible avec celle utilisée par les équipements IBM.

Le débit moyen de ces unités est de dix mille caractères par seconde après démarrage de la bande. Ces mémoires ne sont plus adressables et travaillent par blocs de longueur variable (de un à mille vingt-trois mots).

Toutefois l'utilisation en temps réel du calculateur interdit la connexion directe entre l'unité centrale et ces mémoires auxiliaires. Le temps moyen d'attente du tambour magnétique est en effet d'un demi tour, soit environ 10 ms, et tout appel d'un bloc d'information sur une bande magnétique suppose le démarrage de celle-ci. Il a donc été nécessaire de mettre en œuvre des canaux de transfert automatique permettant d'éviter l'attente de l'unité centrale lors des échanges avec les mémoires périphériques. Le canal est une unité indépendante qui a accès d'une part à la mémoire principale du calculateur, d'autre part à l'organe périphérique au profit duquel il travaille. Il reçoit de l'unité centrale des ordres courts qui lui précisent la nature du transfert à effectuer, la longueur du bloc à lire ou à écrire, la première adresse de mémoire principale, et, pour le canal tambour, la première adresse sur le tambour. Le calculateur donne ces ordres en quelques dizaines de microsecondes et se trouve ensuite libéré. C'est le canal qui gère à partir de ce moment les échanges avec l'organe périphérique et qui intervient au moment voulu pour lire ou écrire un mot dans la mémoire principale. Le canal tambour, actuellement équipé d'un seul tambour, mais qui peut en recevoir deux, attend la fin de l'ordre en cours pour intercaler un cycle mémoire à son profit. Il est, en effet, possible de tolérer, dans certains cas, une attente du canal tambour si l'ordre en cours d'exécution est très lent — ordre répété ou ordre supposant l'utilisation avec attente d'un organe d'entrée sortie lent — car l'information enregistrée sur le tambour magnétique se conserve même si l'on doit perdre le temps d'un tour supplémentaire de tambour avant de l'utiliser.

Le canal bande, au contraire, ne peut jamais attendre, car une fois la bande magnétique en mouvement il est nécessaire d'écouler dans tous les cas les informations à la cadence propre de la bande sous peine de perdre des informations. Le canal bande dispose donc d'une priorité absolue pour l'utilisation de la mémoire et il a la faculté d'interrompre le calculateur à un moment quelconque, même au cours de l'exécution d'un ordre.

L'ensemble est étudié de façon à autoriser le raccordement simultané de deux canaux bandes pouvant commander chacun huit dérouleurs. L'équipement actuellement en exploitation ne comporte qu'un seul canal équipé de deux dérouleurs.

Ajoutons enfin, pour terminer, que chacun des tambours est adressable directement à partir de l'unité centrale, ce qui permet d'utiliser simultanément un transfert automatique sur l'un des tambours et un transfert programmé sur l'autre.

Il faut reconnaître que la solution qui consiste à développer des canaux autonomes indépendamment de l'unité centrale du calculateur est une solution coûteuse en matériel. Mais elle confère au calculateur une grande puissance et permet, en quelque sorte, de se contenter d'une mémoire principale plus restreinte.

Il est, en effet, possible de découper un programme important en tranches et de ranger ce programme sur le tambour, par exemple. Tandis qu'une partie du programme rangée dans le cinquième de la mémoire principale s'exécute en traitant les données situées dans un deuxième cinquième de la mémoire, un transfert automatique amène la tranche suivante du programme, du tambour dans la mémoire principale tandis que deux autres transferts automatiques permettent d'échanger les données traitées ou à traiter entre la mémoire centrale et les unités de bande magnétique.

On reconnaît là une technique qui a été développée dans le calculateur ATLAS de FERRANTI. A une échelle plus modeste, ce procédé appliqué au calculateur RAMSÈS en fait une machine de puissance notable.

Dans le même souci d'efficacité et dans le but de faciliter la commande d'un central électronique, on a jugé qu'il serait commode de disposer d'un système d'interruptions prioritaires de programmes. Toutefois, comme il s'agissait d'un premier essai dans ce domaine, il était prudent de mettre en œuvre un système aussi simple que possible. D'autre part, il était indispensable que tout programme interrompu puisse être repris par la suite au point où il avait été abandonné, sans aucune perturbation, et que toutes les interruptions s'effectuent directement d'une façon hiérarchisée, quel que soit l'ordre dans lequel les demandes de programmes aient pu se présenter.

Ces diverses considérations ont conduit à une solution mi-câblée, mi-programmée, répondant à toutes les nécessités fonctionnelles énoncées et demandant un temps d'environ 80 μs pour effectuer entièrement un changement de programme [19]. Le système est à sept degrés de priorités successifs. A chaque niveau de priorité correspond un programme qui, s'il était exécuté seul dans le calculateur, déclencherait la réalisation de la suite d'opérations dont il a la charge. Les demandes de traitement des différentes tâches sont reçues de l'intérieur ou de l'extérieur du calculateur dans des mémoires unitaires. A chaque instant c'est la tâche demandée dont l'urgence est la plus grande qui est en cours d'exécution. Dès que cette tâche est terminée ou qu'une demande plus urgente est présentée, le dispositif de changement de programme entre en jeu. Dans une première phase, un automatisme câblé gare, dans un registre spécial, l'adresse de l'ordre en cours prise dans le compteur ordinal. La deuxième phase est alors déclenchée ; elle consiste dans le déroulement d'un programme ayant les fonctions suivantes :

— garer en mémoire l'adresse de reprise du programme interrompu,

— aller chercher en mémoire l'adresse du premier ordre du programme à prendre,

— démarrer ce programme.

Il est intéressant de noter que la simplicité du dispositif est due en partie à la structure à double adresse du calculateur. Cette structure, en effet, ne laisse subsister aucune information d'un ordre sur l'autre dans les circuits de calcul. La seule information qu'il est nécessaire de mettre en mémoire pour pouvoir reprendre sans perturbation un programme interrompu est donc l'adresse du prochain ordre à traiter.

Le dispositif d'interruption prioritaire peut être masqué à volonté soit par un bouton prévu à cet effet au pupitre du calculateur, soit par un indice spécial affectant les ordres faisant partie d'une séquence que l'on ne désire voir interrompre en aucun cas. Notons enfin qu'un dispositif supplémentaire a été prévu, permettant de déclencher pour une durée limitée, l'abandon momentané d'un programme bloqué sur l'attente d'un organe lent, au profit de l'exécution d'un programme de priorité moindre.

Une base de temps en logique majoritaire a été construite. Elle peut se substituer à volonté à la base de temps normale du système et permet, lorsqu'elle est en service, un fonctionnement sans défaillance même en cas de destruction d'un composant. Ce dispositif a d'ailleurs été monté davantage comme un banc d'essai de circuits logiques majoritaires que pour répondre à une nécessité fonctionnelle. Les résultats obtenus sont tout à fait satisfaisants.

Les organes d'accès de RAMSÈS sont, comme ceux d'ANTINÉA, en nombre limité en raison de l'utilisation principale de la machine qui exige très peu d'échanges d'informations avec un opérateur.

Une machine Flexowriter sert à la fois d'imprimante et de clavier d'entrée. Un lecteur de ruban perforé fonctionnant à mille caractères par seconde et un perforateur fonctionnant à cent dix caractères par seconde permettent des débits d'informations plus appréciables.

L'essentiel des échanges d'information, entre RAMSÈS et le reste de l'autocommutateur auquel il est incorporé, s'effectue au moyen de trente-deux mémoires unitaires et de huit registres externes à trente-deux éléments binaires ; on retrouve ici une disposition caractéristique des calculateurs interconnectés à un automatisme travaillant en temps réel.

3.3. RÉALISATION DU CALCULATEUR

Réalisé comme on l'a dit plus haut à l'aide d'un seul circuit logique de base, le module *NI*,

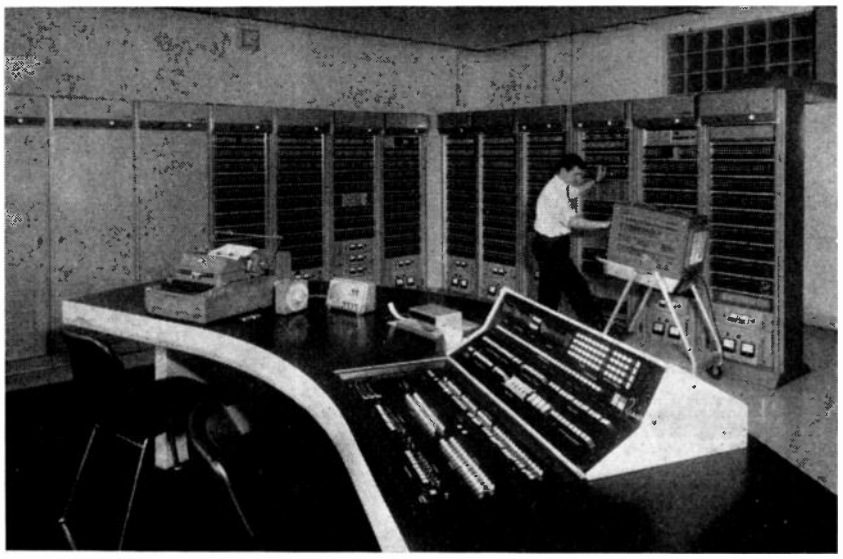


FIG. 7. — Le calculateur RAMSÈS.

le calculateur RAMSÈS a pu être construit assez rapidement en 1962 et 1963 (fig. 7). Sa mise au point a été achevée dans les premiers mois de 1964 et il est actuellement incorporé au central électronique ARISTOTE installé à Lannion.

Il comporte environ dix-huit mille transistors au germanium, dont dix mille pour les circuits logiques, et soixante mille diodes à pointes. Ce matériel est réparti sur les circuits imprimés contenus dans des bâtis (fig. 8) de 0,50 m de large, 0,40 m de profondeur et 2 m de haut. La répartition des bâtis est la suivante :

— 8 bâtis de circuits logiques pour l'unité centrale,
— 2 bâtis doubles pour la mémoire principale,
— 1 bâti pour chacun des canaux,
— 1 bâti double pour le tambour magnétique,
— 2 dérouleurs de bandes magnétiques,
— 1 pupitre.

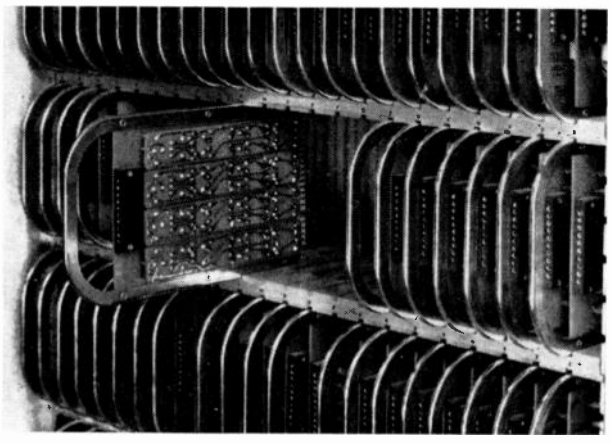


FIG. 8. — Disposition des circuits imprimés dans les bâtis (circuits logiques modulaires doubles)

La réalisation ainsi obtenue n'est pas très dense : cela provient de ce qu'il est beaucoup plus commode de ne pas avoir un câblage très serré pour un prototype destiné normalement à subir de nombreuses modifications au cours de la période de mise au point. Une réalisation industrielle de la même machine pourrait naturellement être beaucoup plus compacte.

Tous les circuits sont alimentés à partir d'alimentations régulées, étudiées au département RME ; chaque bâti logique comporte deux alimentations 6 V capables de fournir respectivement 5 et 12 A [20]. Les mémoires utilisent deux tensions auxiliaires supplémentaires de 12 V. La puissance totale consommée sur le secteur est d'une dizaine de kilowatts fournis à travers un groupe tournant. En cas de défaillance du secteur une signalisation est immédiatement donnée déclenchant une interruption prioritaire de détresse. Au cours des quelques centaines de millisecondes d'autonomie que confère l'inertie du groupe tournant, le programme prioritaire ainsi déclenché prend les mesures de sauvegarde nécessaires pour arrêter le programme en cours en un point permettant son redémarrage automatique sans perturbation au moment de la remise sous tension.

Un second exemplaire du calculateur RAMSÈS est actuellement en cours de construction dans les laboratoires du Centre de Recherche du C.N.E.T. à Lannion ; il équipera ce centre en moyens de calcul automatique.

4. Le calculateur Ramsès II

4.1. BUT DU CALCULATEUR

Ayant acquis l'expérience de la réalisation d'un calculateur de moyenne puissance avec RAMSÈS, il était tentant d'en déduire une version d'usage général mise à la disposition du centre de calcul du C.N.E.T. De plus le calculateur RAMSÈS, destiné à des expériences de commutation électronique, était totalement indisponible pour les laboratoires du C.N.E.T. à Issy-les-Moulineaux. La décision a donc été prise au milieu de l'année 1963 de réaliser un nouveau calculateur qui a reçu le nom de RAMSÈS II.

Il aurait été simple évidemment de faire RAMSÈS II identique à son prédécesseur. Mais, d'une part, un certain nombre de points méritaient d'être améliorés et, d'autre part, les études de laboratoires poursuivies pendant tout le temps de la gestation de RAMSÈS rendaient disponibles un certain nombre de circuits aux performances meilleures. Par ailleurs le désir

d'utiliser RAMSÈS II pour des travaux de calcul scientifique ou pour des travaux de gestion, imposait un certain nombre d'extensions qui conduisaient, de toute façon, à revoir le schéma général.

Ces diverses considérations ont fait que le calculateur RAMSÈS II, bien que directement issu de RAMSÈS, est d'une structure et d'une technologie sensiblement différente, conduisant à une amélioration notable de ses performances.

4.2. EXAMEN CRITIQUE DU CALCULATEUR RAMSÈS

L'un des points qui ont été à l'origine de difficultés majeures, tant pour la conception que pour la mise en service de RAMSÈS, est le rapport qui existe entre les vitesses de fonctionnement des différents éléments de base. Les mémoires à ferrites avec un cycle de 5 μs et les circuits logiques traitant des impulsions d'au minimum une microseconde de largeur, avec des retards unitaires de deux dixièmes de microseconde environ, avaient été choisis pour construire RAMSÈS comme les éléments les plus sûrs issus des études de laboratoire en 1961.

Il est apparu à l'usage que ces cadences de fonctionnement n'étaient pas les meilleures. Tout d'abord il faut remarquer que l'assemblage de circuits logiques traitant des impulsions dont la largeur est égale à cinq fois seulement le retard unitaire apporté par un circuit, est relativement délicat [21]. Un rapport de dix est de beaucoup préférable. D'autre part il est malcommode de faire fonctionner la mémoire à sa cadence maximale lorsqu'on ne peut loger que quatre ou cinq temps élémentaires au cours d'un cycle-mémoire. Ceci conduit à la mise en œuvre de nombreux circuits de calcul travaillant en parallèle de façon que toutes les opérations à réaliser puissent être terminées en temps voulu. Il en résulte une complication et un alourdissement certains de la machine.

Les mémoires rapides disponibles pour la réalisation de RAMSÈS II ont un cycle de 5 μs. Il a été décidé tout d'abord de ne les utiliser qu'à la cadence de 5,4 μs de façon à réserver entre cycles-mémoires consécutifs un temps de 400 ns nécessaire pour modifier le contenu du registre d'adresses.

De nouveaux circuits logiques *NI* équipés de transistors PNP « mesa » [22] au germanium ont été mis au point (fig. 9). Le retard moyen des signaux à la traversée de ces circuits est de 20 ns ce qui permet de traiter avec facilité des impulsions de 200 ns. Pour accroître les marges de fonctionnement, un intervalle de 100 ns a été ménagé entre deux impulsions consécutives alors que dans RAMSÈS tous les temps utilisés étaient jointifs. Cette dernière mesure permet de s'affranchir aisément de la dispersion des retards affectant les impulsions issues de la base de temps par les amplificateurs de distribution. Enfin on a jugé bon de prévoir dans la base de temps du calculateur, des circuits plus rapides que dans le reste des organes logiques. C'est là l'une des conditions essentielles permettant de définir avec précision les temps de fonctionnement des différents organes, et, partant, d'obtenir la vitesse de fonctionnement la plus grande pour une sécurité de fonctionnement donnée.

Un deuxième point fort controversé a été la structure à double adresse de RAMSÈS voisine de celle adoptée pour la nouvelle série IBM. Il a été expliqué que cette structure avait été adoptée, d'une part pour simplifier le dispositif d'interruptions prioritaires, d'autre part pour tenter de favoriser le partage du temps du calculateur entre les nombreuses tâches auquel il a à faire face dans son utilisation en temps réel. L'expérience de la programmation du central ARISTOTE n'a pas entièrement confirmé ce point de vue.

Le champ d'utilisations prévu pour RAMSÈS II étant beaucoup plus large que celui de RAMSÈS et

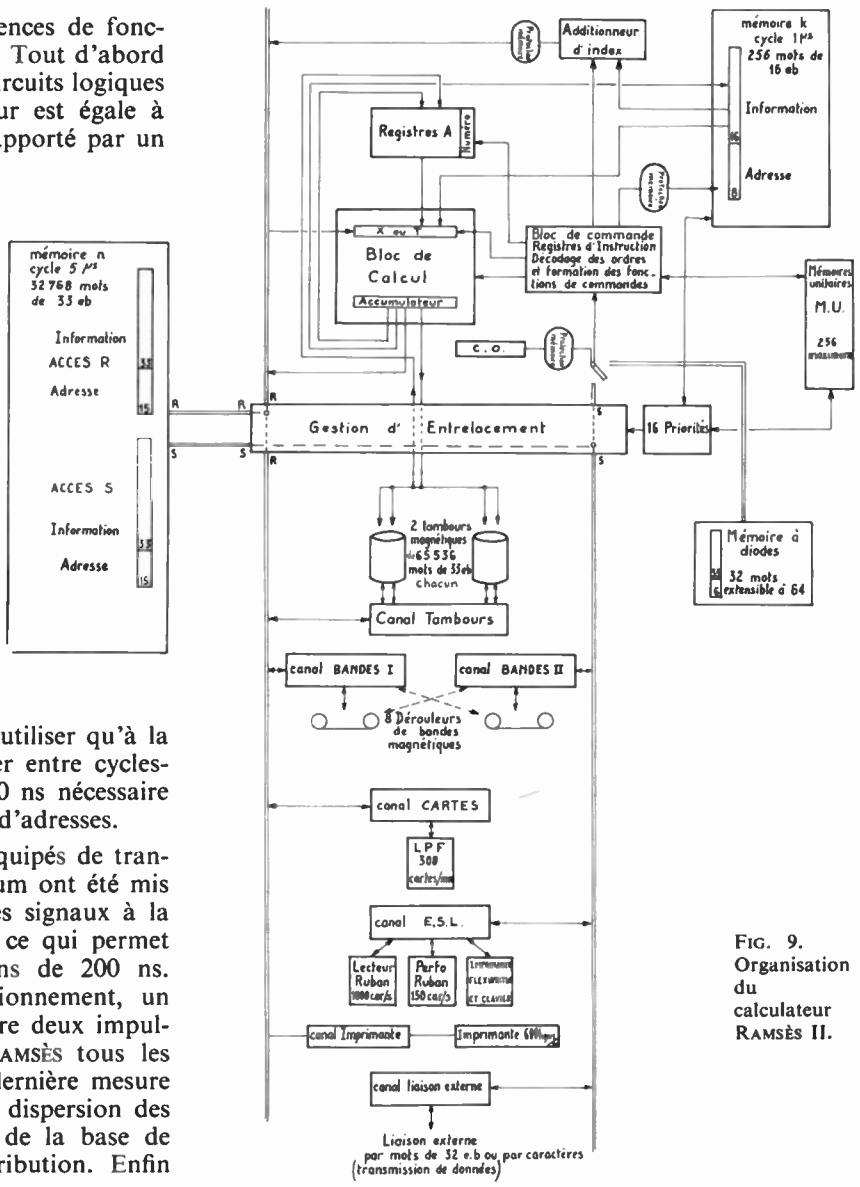


FIG. 9. Organisation du calculateur RAMSÈS II.

comprenant notamment le calcul scientifique, la structure à une adresse avec un accumulateur a été choisie en raison des cadences de fonctionnement élevées qu'elle permet.

Cette décision permet encore de s'affranchir de la mémoire accumulateur dont le prix de revient par élément binaire est relativement élevé en raison de sa faible capacité totale, sans permettre pour autant un accroissement notable des performances.

Cela imposait du même coup un remaniement du dispositif d'interruptions prioritaires. Ce dispositif qui s'est révélé fort commode pour le projet ARISTOTE méritait d'être conservé et amélioré. On a décidé tout d'abord de porter de 7 à 16 le nombre des niveaux de priorité hiérarchisés. D'autre part, il est nécessaire pour RAMSÈS II de prévoir le garage du contenu de l'accumulateur à chaque changement de programme. Cela entraînerait un allongement du programme de changement de priorité, allongement d'autant plus gênant pour l'utilisateur que le temps de 80 μs nécessaire pour le changement de programme dans RAMSÈS avait toujours été considéré comme la borne supérieure des valeurs acceptables. On a donc décidé, pour RAMSÈS II, de réaliser un automatisme entièrement câblé fonctionnant en une quinzaine de microsecondes pour la gestion des interruptions prioritaires.

L'utilisation de RAMSÈS a permis, d'autre part, de constater que deux registres index étaient notoirement insuffisants pour un calculateur destiné à la multiprogrammation. Deux solutions étaient possibles : ou bien augmenter le nombre des registres d'index, ou bien prévoir la mise en mémoire de ceux-ci au moment du changement de priorité. C'est la première voie qui a été choisie parce qu'elle confère malgré tout une plus grande souplesse d'exploitation. Comme il n'était pas possible d'alourdir par trop le volume et le coût général de la machine, on a utilisé une petite mémoire supplémentaire ultra-rapide pour contenir ces registres d'index. Le cycle total d'une microseconde et le temps d'accès d'une demi-microseconde permettent la mise en œuvre de l'indexation sans aucun allongement des temps d'exécution des instructions. La même mémoire ultra-rapide sert également aux garages nécessaires pour le système d'interruptions prioritaires.

Le raccordement des organes périphériques par l'intermédiaire de canaux de transfert automatique a été conservé et généralisé à tous les organes lents. C'est en effet une solution extrêmement efficace et qui a l'avantage de faciliter l'utilisation du calculateur en temps réel : le programme est affranchi des phases d'attentes que ne manque pas de provoquer l'indisponibilité prolongée de machines électromécaniques. Le prix de revient relativement élevé des canaux se trouve largement contrebalancé par l'augmentation de puissance obtenue pour l'ensemble du système.

La longueur des mots de la machine a été portée de 32 à 33 éléments binaires, tant pour les instructions que pour les informations traitées. Un élément est utilisé pour le contrôle de parité au niveau des mémoires et il en reste trente deux effectivement disponibles. Cette longueur, qui présente l'intérêt de correspondre à une puissance entière de deux, permet un format d'ordre commode, une précision notable et peut se subdiviser soit en huit caractères décimaux de quatre éléments binaires soit en quatre syllabes de huit éléments binaires. Ce choix s'est d'ailleurs révélé depuis, identique à celui récemment annoncé par IBM pour sa nouvelle série 360.

Un dispositif câblé de calcul en virgule flottante et des circuits de multiplication ont été ajoutés de façon à permettre des cadences de travail rapide en virgule flottante.

Enfin les organes d'entrée-sortie ont été développés de façon à permettre une exploitation courante plus facile : un ensemble lecteur-perforateur de cartes et une imprimante rapide ont été raccordés à des canaux, en plus des organes chargés de la gestion des bandes perforées et de la machine flexowriter, raccordés eux-mêmes à un canal spécial.

4.3. ORGANISATION GÉNÉRALE DU CALCULATEUR RAMSÈS II

La structure adoptée pour RAMSÈS II est orientée vers l'obtention du maximum d'efficacité, c'est-à-dire d'un traitement aussi rapide que possible, compte tenu des vitesses propres des différents éléments (fig. 10).

La mémoire principale du calculateur est une mémoire à tores de ferrite à sélection par coïncidence de courant. Elle comporte trente-deux mille mots de trente-trois éléments binaires et est entièrement

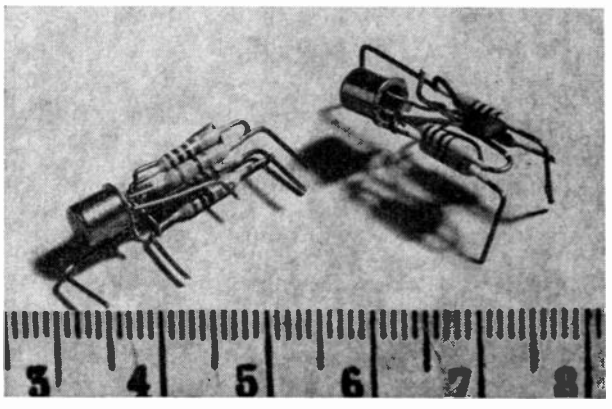


FIG. 10. — Circuit logique rapide réalisé par soudure électrique.

temporaire. On a jugé en effet que, pour un calculateur d'utilisation générale, il était plus commode d'avoir une mémoire exclusivement temporaire et qu'on avait une expérience suffisante de la technique des mémoires semi-permanentes nécessaires à la commutation pour ne pas avoir besoin d'essais plus poussés.

Le cycle total de cette mémoire a une durée de 5 μs et le temps d'accès est de 2,5 μs. Malgré la stabilité du temps de cycle, la mémoire est, au point de vue technique, très différente des mémoires de RAMSÈS. Il est en effet apparu que le cycle de 5 μs

était bien adapté aux nouveaux circuits logiques et l'effort a porté essentiellement sur la compacité des blocs et la réduction du nombre des circuits d'accès. Pour obtenir ce résultat, le bloc mémoire construit avec des tores à faible coefficient de température comprend un premier étage de sélection à tores intégré dans le bloc et une sélection par coïncidence de courant. La réduction de volume obtenue ainsi, pour une capacité égale, est de l'ordre de 6 à 7. Une structure spéciale a été développée pour augmenter le flux total d'informations issu de la mémoire. Les trente-deux mille mots de la mémoire sont répartis en huit blocs de quatre mille mots chacun. Ces blocs sont eux-mêmes réunis deux par deux, pour former des groupes de huit mille mots. La mémoire comporte deux accès simultanés permettant d'adresser et de lire ou d'écrire deux mots au cours du même cycle mémoire à condition que les adresses fournies ne se réfèrent pas au même groupe de huit mille mots. L'un des accès est utilisé pour l'extraction des opérandes et l'autre accès pour l'extraction de l'instruction suivante. Ainsi, au prix de quelques précautions dans l'attribution des zones de mémoires, il peut y avoir recouvrement complet entre les appels mémoires nécessaires à deux ordres consécutifs. Cela, associé à la structure à une seule adresse, permet d'obtenir un temps d'exécution des ordres simples égal à la durée d'un cycle d'utilisation de la mémoire, soit 5,4 μs.

Les différents canaux de transferts se trouvent répartis sur les deux accès, avec un canal bande magnétique sur chacun des accès, dans le but de réduire la durée des interruptions et de fournir un accès plus rapide en mémoire à chacun des canaux. Un organe logique spécial, dit « gestion d'entrelacement », s'assure, en comparant les diverses adresses fournies, que les enchaînements de cycles-mémoires se poursuivent à la cadence maximale compatible avec la nature des adresses reçues, et que la succession des instructions s'exécute de façon correcte.

Un dispositif de protection mémoire, compatible avec le fonctionnement des interruptions prioritaires, a été mis en œuvre de façon à faciliter la multiprogrammation. La protection s'effectue par tranches de deux mille mots et est spécifique de chacun des niveaux d'interruptions prioritaires.

Une petite mémoire ultra-rapide à tores de ferrite sert d'auxiliaire à l'unité de commande du calculateur. Elle utilise deux tores par élément binaire et comporte deux cent cinquante-six mots de seize éléments binaires. Elle a un cycle total d'une durée égale à environ une microseconde [23]. Cent vingt-huit mots sont utilisés comme registres index ; ils doivent être répartis par les soins du programmeur (ou d'un programme moniteur assembleur) entre les différents niveaux de priorités. Ces registres index fonctionnent en addition c'est-à-dire que leur contenu vient s'ajouter à la partie adresse de toutes les instructions indexées. Le faible temps d'accès de la mémoire et la mise en œuvre d'un additionneur d'index séparé du bloc de calcul permettent d'effectuer les opérations d'indexation sans ralentir la cadence générale de fonctionnement. La longueur des registres d'index, quinze éléments binaires plus un élément de contrôle de parité pour le garage en mémoire, est la même que celle de toutes les adresses utilisées dans la machine.

Le reste de la mémoire ultra-rapide est utilisé pour le système d'interruptions prioritaires. Chaque niveau de priorité dispose ainsi de huit mots permettant de conserver le contenu du compteur ordinal (adresse de retour) le contenu de l'accumulateur (y compris la mantisse et l'exposant pour les informations en virgule flottante), ainsi que la valeur d'un certain nombre d'indicateurs et le marquage du registre de protection mémoire.

Le bloc de calcul est organisé autour du registre accumulateur. Il comporte les circuits nécessaires au calcul en virgule flottante, à la multiplication et à la division. Le temps d'exécution des instructions en virgule fixe est de 5,4 μs pour l'addition, la soustraction, les opérations logiques, les transferts et les ordres de commande, et de 24 μs en moyenne pour la multiplication et de 50 μs pour la division. En virgule flottante, les temps d'exécution sont de l'ordre de 20 μs pour l'addition, de 24 μs pour la multiplication et de 50 μs pour la division. Le format des informations en virgule flottante est de trente-deux éléments binaires pour la mantisse et de dix éléments binaires pour l'exposant, répartis sur deux mots mémoire.

Le format des instructions est le suivant :

— six éléments binaires de code opération permettant le choix parmi 64 fonctions différentes,

— trois éléments binaires d'indices permettant l'indexation et la mise en service d'un registre de masque divisant les mots de 32 éléments binaires en caractères de quatre éléments binaires. Un indice permet de considérer la partie adresse de l'instruction (15 ou 23 éléments binaires) comme un opérande directement utilisable,

— quinze éléments binaires d'adresse,

— huit éléments binaires constituant une zone référence utilisable pour désigner le numéro d'un registre index ou le numéro d'une mémoire unitaire, pour adresser un registre fonctionnel de la machine ou pour donner une information supplémentaire concernant l'exécution d'un ordre logique.

Les mémoires secondaires du calculateur sont constituées essentiellement par deux tambours comportant chacun 64 000 mots de 33 éléments binaires et par huit dérouleurs de bande magnétique traitant la bande magnétique aux normes IBM à une cadence pouvant aller jusqu'à 100 000 caractères par seconde (ces canaux sont prévus pour traiter soit des caractères de 6 eb soit des caractères de 8 eb).

Les organes d'accès sont connectés à des canaux normalisés. Un canal commande une unité de traitement de cartes perforées capable de lire ou de perforer 300 cartes par minute. Le traitement s'effectue ligne par ligne et le canal fait correspondre soit 24 soit 36 mots de mémoire au contenu d'une carte perforée. Un programme doit ensuite traiter ces informations brutes pour tenir compte du format réel des informations sur les cartes. Un autre canal est chargé, de la même façon, de commander l'imprimante rapide.

Une économie notable de matériel pourrait être réalisée en raccordant au même canal l'unité de traitement des cartes et l'imprimante.

Un canal est spécialisé dans la gestion des informations caractère par caractère. On lui a raccordé une machine Flexowriter servant à la fois d'imprimante et de clavier d'entrée ainsi qu'un lecteur de ruban perforé fonctionnant à 1 000 caractères par seconde et un perforateur fonctionnant à 150 caractères par seconde.

Enfin un septième canal de transfert automatique a été prévu de façon à permettre la connexion directe du calculateur à un autre organe de traitement d'information : calculateur, autocommutateur téléphonique ou terminal de transmission de données. La cadence maximale d'échanges des informations par cette voie est de 600 000 éléments binaires par seconde.

Le canal tambour et les canaux bandes peuvent chacun avoir un débit de 25 000 mots de 32 éléments binaires par seconde tandis que les autres canaux sont limités à 11 000 mots par seconde soit environ 60 000 caractères ou 40 000 « octets » par seconde. Il va de soi que lorsque les canaux fonctionnent à leur cadence maximale, le déroulement du programme se trouve ralenti en fonction des possibilités de la mémoire centrale du système. Toutefois ce ralentissement ne doit pas être très sensible pour une utilisation normale du calculateur.

Des liaisons externes peuvent, par ailleurs, être établies au moyen de six registres adressables de 32 éléments binaires chacun et d'une centaine de mémoires unitaires.

4.4. Réalisation de Ramsès II

Lorsque l'on passe d'Antinéa à Ramsès puis à Ramsès II, on s'éloigne de plus en plus du prototype expérimental pour se rapprocher du calculateur destiné à l'exploitation. Il était donc normal de tenter pour Ramsès II une réalisation aussi compacte que possible, d'autant plus nécessaire d'ailleurs que les cadences de traitement d'informations dans les circuits logiques étaient grandes.

La réalisation de circuit smodulaires *NI* rapides, équipés de transistors mesa, a été l'occasion de développer une nouvelle technologie plus compacte, plus

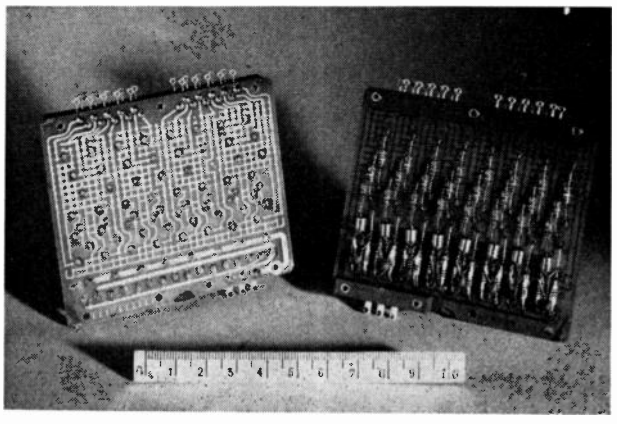


Fig. 11. — Circuits imprimés petit format pour Ramsès II.

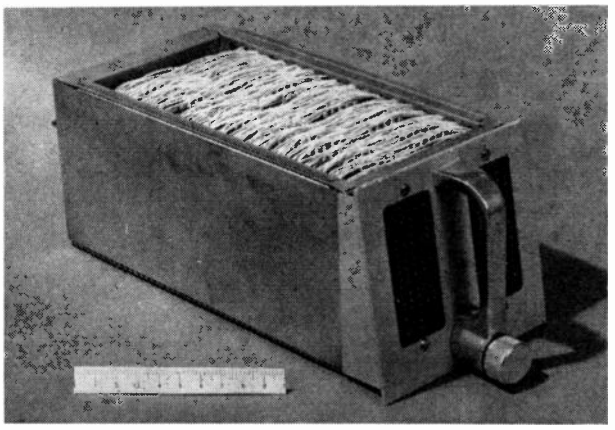


Fig. 12. — Assemblage des circuits imprimés en tiroirs compacts.

fiable et d'un emploi plus souple. On en trouvera par ailleurs une description détaillée. Les circuits logiques sont réalisés sous forme de petits blocs soudés électriquement (fig. 10), puis assemblés par huit sur des circuits imprimés en verre époxy de format 80 × 90 mm (fig. 11). Ces circuits imprimés sont ensuite assemblés dans des tiroirs enfichables qui prennent leur place dans des bâtis de même taille que ceux utilisés pour la construction de Ramsès (fig. 12). Cette forme de câblage a l'avantage supplémentaire de donner naissance à de petits sous-ensembles représentés par les tiroirs, ayant le plus souvent un fonctionnement autonome et pouvant, par conséquent, être vérifiés indépendamment les uns des autres.

Les organes logiques de l'unité centrale comportent environ 15 000 circuits logiques de base et sont contenus dans trois bâtis. Trois autres bâtis sont nécessaires pour les canaux. Les mémoires ont reçu également une réalisation plus compacte que précédemment en raison de l'utilisation de bloc de tores de ferrite à sélection par double coïncidence et de tambours magnétiques permettant l'enregistrement à haute densité. Les circuits spécifiquement mémoires c'est-à-dire les amplificateurs de commande et de lecture, ainsi que les interrupteurs sont réalisés exclusivement à partir de transistors planar épitaxiaux.

Toutes les alimentations sont centralisées et proviennent d'une distribution générale fournissant deux tensions continues de 6 V et d'une source de 48 V. Le problème majeur posé par cette distribution centralisée est celui de la distribution des masses.

Le pupitre de la machine est assez analogue à celui du calculateur Ramsès qui s'était révélé d'un emploi très commode, mais l'utilisation de la numération octale a été généralisée.

4.5. Programmation

Les travaux de programmation n'ont pas été évoqués pour les calculateurs précédents bien qu'ils représentent une somme d'efforts considérables. En effet, la rédaction des programmes ne faisait pas partie de l'étude du calculateur, à proprement parler ; elle était en fait incorporée à la mise au point des systèmes de commutation dont le calculateur était un élément. Pour Ramsès II, il en va tout autrement et puisqu'il

est envisagé que cette machine ait un usage général, il est indispensable de concevoir un système d'exploitation permettant une utilisation commode par d'autres que les ingénieurs qui en ont assuré la réalisation.

C'est pourquoi, simultanément à l'étude de la machine proprement dite, des travaux ont été entrepris pour élaborer des programmes d'assemblages, un programme moniteur permettant la multiprogrammation et un programme compilateur autorisant l'utilisation du langage symbolique FORTRAN IV et plus tard NPL.

Ces travaux sont, d'ailleurs, réalisés en utilisant les possibilités d'aide des calculateurs ANTINÉA et RAMSÈS et ont permis, au passage, d'élaborer des programmes d'assemblages intéressants pour ces deux machines et un programme compilateur FORTRAN II pour ANTINÉA.

5. Le calculateur RME X1

5.1. BUT DU CALCULATEUR

Le calculateur RAMSÈS II étant actuellement encore en cours d'étude, on peut s'étonner qu'une nouvelle machine soit déjà prévue et que ses grandes lignes aient été définies.

C'est que le calculateur RAMSÈS II a été conçu comme une machine destinée à être livrée à l'exploitation à bref délai, c'est-à-dire présentant toutes les garanties possibles concernant aussi bien sa structure que la sécurité de fonctionnement de ses éléments.

Simultanément, un certain nombre de dispositifs nouveaux à fonctionnement rapide ont été étudiés en laboratoire. Un banc d'essai était nécessaire pour ces éléments ainsi que pour éprouver les structures moins classiques.

RME X 1 est donc un calculateur expérimental destiné essentiellement à essayer une technique dans des conditions réelles de fonctionnement ; c'est d'ailleurs le même rôle que celui qu'avait eu le calculateur ANTINÉA à ses débuts.

5.2. ORGANISATION GÉNÉRALE

RME X 1 est un calculateur de taille réduite, à structure parallèle, très rapide et permettant la microprogrammation au sens strict du terme (fig. 13). Il possède une mémoire principale de 1 000 mots de 32 éléments binaires dont le cycle a une durée de une microseconde [24]. Un tambour magnétique rapide de 500 000 éléments binaires ayant un temps d'accès moyen de 2,5 ms complète cette mémoire grâce à un dispositif de canal de transfert automatique.

Les informations, normalement traitées par le bloc de calcul qui comporte un accumulateur, sont des informations de seize éléments binaires, en sorte qu'un mot mémoire contient deux informations en virgule fixe ou une information en virgule flottante.

De la même façon, deux instructions prennent place dans le même mot mémoire avec le format suivant :

— six éléments binaires de code opération et un élément binaire d'indice (mise en service du registre d'index) pour la première instruction,

— sept éléments binaires ayant le même rôle pour la seconde instruction,

— onze éléments binaires d'adresse permettant d'adresser tous les demi-mots de la mémoire rapide à l'usage de la première instruction,

— sept éléments binaires constituant l'adresse associée à la seconde fonction et permettant de désigner un demi-mot dans le même bloc de 128 que l'adresse utilisée par la première instruction. On a jugé à ce sujet que cette restriction était assez minime

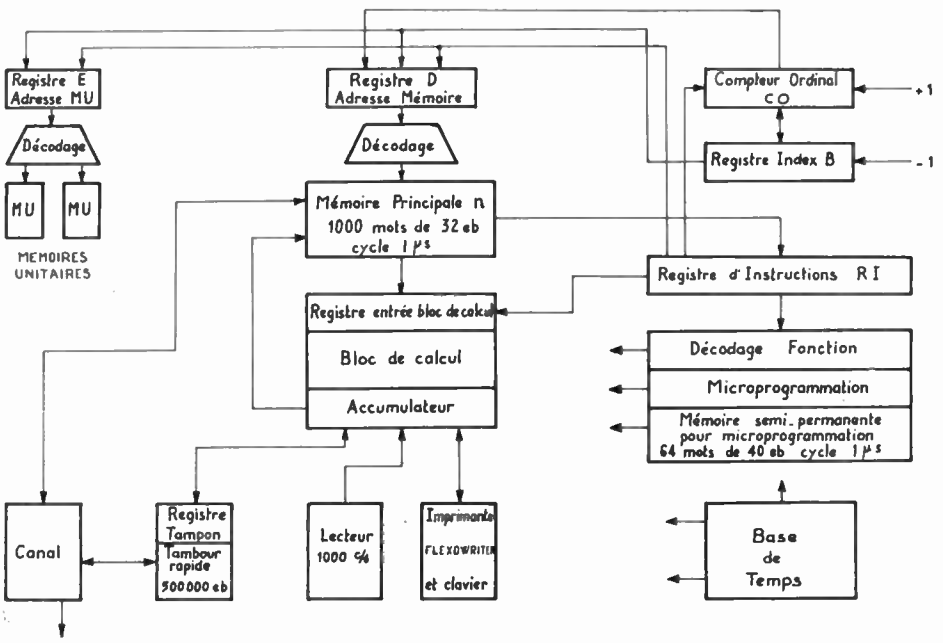


FIG. 13. — Structure d'ensemble du calculateur RME X1.

et que l'habileté des programmeurs pourrait certainement s'en accommoder facilement puisque la contrainte ne porte que sur deux instructions consécutives et que l'on peut à volonté changer de bloc dès que l'on passe d'un groupe de deux instructions au suivant.

La structure parallèle du calculateur, le code d'ordre à simple adresse et la possibilité d'extraire de la mémoire deux instructions simultanées font qu'il est possible d'atteindre une cadence de traitement élevée : 1,5 μs par instruction.

Les trente-deux premières instructions du code d'ordre constituent un code de fonctions simple tout à fait comparable à celui d'ANTINÉA. Par contre les trente-deux fonctions suivantes sont traitées d'une manière tout à fait différente. Chaque instruction — qui comporte évidemment une adresse indexable — se réfère à une instruction microprogrammée, explicitée par le contenu d'une mémoire semi-permanente ou d'une mémoire temporaire ultra rapide (cycle de 500 nanosecondes).

La mémoire semi-permanente est une mémoire à boucle inductive dont le contenu peut être changé d'une façon extrêmement aisée au gré du programmeur (fig. 14). Elle comporte 64 mots de 40 éléments

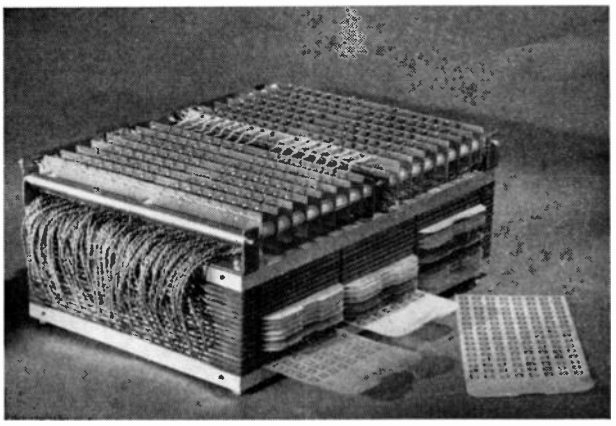


FIG. 14. — Bloc de mémoire inductive semi-permanente utilisé pour la microprogrammation de RME X1.

binaires et a un temps d'accès inférieur à la microseconde [25]. A chacune des 32 fonctions microprogrammées du code d'ordre de la machine correspondent un ou deux mots de cette mémoire. C'est le contenu de ces deux mots qui va ensuite fixer le déroulement des opérations. Les mots de codage sont répartis en tranches de chacune dix éléments binaires. Chaque tranche contient une microinstruction exprimant une fonction simple du genre de celles qui sont disponibles au code d'ordre normal de la machine et un paramètre complémentaire de cinq éléments binaires. Les microinstructions sont des ordres de calcul portant sur le contenu des registres de la machine ou sur le contenu de l'une des adresses mémoires explicitée dans l'instruction initiale ou dans celle qui lui est associée. Elles peuvent également être des ruptures de séquence conditionnelles permettant le bouclage du fonctionnement à l'intérieur d'un même microprogramme.

L'exécution des microinstructions se fait à la cadence de une toutes les 300 ns ce qui permet d'envisager des temps de l'ordre de 25 μs pour la multiplication et de 30 μs pour la division en virgule fixe, chiffres d'autant plus intéressants que la machine ne comporte que des circuits de calcul rudimentaires sans aucun dispositif câblé facilitant la multiplication.

Les organes logiques de la machine sont réalisés à l'aide d'une logique « tout transistor » capable de traiter normalement des impulsions de 50 ns avec des retards élémentaires de 5 ns [26].

Les organes d'accès de l'ensemble sont réduits à une machine Flexowriter, un lecteur fonctionnant à 1 000 caractères par seconde, un canal de transfert, un registre externe et des mémoires unitaires.

Conclusion

Le Département « Recherches sur les Machines Electroniques » du C.N.E.T. a été chargé, lors de sa création, d'étudier les problèmes posés par l'introduction de l'électronique dans le domaine de la Commutation Téléphonique. C'est dans l'optique de la « Commutation Electronique » que le Département RME a été amené à s'intéresser, dès le début à la technique des calculateurs électroniques et plus spécialement à l'aspect « utilisation en temps réel ».

En effet, il est apparu que, si pour les centraux téléphoniques à petite capacité, une structure logique câblée était une solution intéressante, pour les centraux à grande capacité mettant en œuvre d'énormes quantités d'informations, une structure s'apparentant à celle des calculateurs électroniques universels s'imposait de plus en plus. La notion d'organe central de commande à « programme enregistré » est devenue l'un des aspects fondamentaux de la structure des grands ensembles de commutation électronique actuellement en cours d'expérimentation dans différents pays.

Le traitement centralisé des informations appliqué aux problèmes de la commutation électronique a conduit ainsi le C.N.E.T. à développer une véritable technique de calculateurs présentant certains aspects particuliers, mais d'une structure suffisamment générale pour être facilement transposable, le cas échéant, à d'autres domaines. Il y a en effet peu de différence, par exemple, entre la structure d'un organe de commande pour grand central téléphonique et celle d'un système chargé de piloter des processus complexes à évolution rapide dans le temps.

Ces réalisations ont permis, d'une part, de faire rapidement progresser les études de commutation électronique (le premier central électronique européen à programme enregistré est expérimenté depuis 1964 à Lannion en Bretagne), d'autre part, de définir un programme cohérent et réaliste, pour l'étude de pièces détachées nouvelles.

L'étude des problèmes de commutation téléphonique a conduit les chercheurs à s'intéresser à l'organisation de systèmes à accès multiples, au traitement intégré et en temps réel d'informations, ainsi qu'à la

multiprogrammation [27] [28] [29] [30] [31] [32].

Le souci de choisir dans chaque cas des solutions générales permet de penser que les dispositions retenues seraient transposables à tout autre système de traitement numérique intégré (surveillance aérienne du territoire, guidage d'engins d'interception, réservation de places, gestion centralisée de comptes, etc.).

BIBLIOGRAPHIE

[1] LIBOIS L.J. — La Commutation Electronique. *Regards sur la France*, N° 11, juin 1960, pp. 107-126.

[2] LIBOIS L.J. — Un nouveau système de commutation électronique à grande capacité. *Commutation et Electronique*, novembre 1961, pp. 9-29.

[3] DAYONNET F.D. — Applications des calculateurs électroniques à la technique des Télécommunications. Les Calculateurs Electroniques. *Proscientec - Revue d'Informations scientifiques et techniques*, juin 1962, pp. 158-161.

[4] LUCAS P. et DUQUESNE J. — Autocommutateur semi-électronique à programme enregistré. *Annales des Télécommunications*, novembre-décembre 1963, pp. 223-246.

[5] MARZIN Ch. et BASQUE M. — Une mémoire permanente utilisant des matériaux magnétiques à cycle rectangulaire. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1959, pp. 25-36 (H.C.).

[6] DONDOUX J. et BASQUE M. — Une mémoire temporaire à faible capacité. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1961, pp. 30-38 (H.C.).

[7] PINET A. — Etude et définition d'un basculeur à grande sécurité de fonctionnement. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1960, pp. 19-26 (H.C.).

[8] DONDOUX J. — Mémoires permanentes parallèles à diodes ou à résistances. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1959, pp. 37-46 (H.C.).

[9] LEGALL P. — Mémoire magnétique temporaire utilisant des plaques de ferrite percées de trous. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1959, pp. 8-29 (H.C.).

[10] LIBOIS L.J. et LUCAS P. — Antarès Central Téléphonique de laboratoire entièrement électronique. *Commutation et Electronique*, avril 1963, pp. 5-31.

[11] PROFIT A. et DILLET C. — Programmation du calculateur de commande d'un central téléphonique de laboratoire. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, juillet 1962, pp. 1-26 (H.C.).

[12] DILLET C. et MAHIEUX J.C. — Programmation d'un central téléphonique. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, juillet 1964, pp. 3-22.

[13] LIBOIS L.J., LUCAS P., PROFIT A. et ROUZIER M. — L'autocommutateur électronique expérimental de Lannion. *Commutation et Electronique*, avril 1964, pp. 7-36.

[14] PINET A. — Système de circuits logiques rapides à élément de base unique. *Onde Electrique*, novembre 1961, pp. 905-923.

[15] GERBIER G., SAUTEL A. et BERGER J.P. — Réalisation et contrôle de circuits logiques à structure modulaire. *Onde Electrique*, novembre 1962, pp. 967-976.

[16] SAUTEL A., BERGER J.P. et LEGALLAIS R. — Réalisation et contrôle de circuits logiques à structure modulaire. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1963, pp. 1-18 (H.C.).

[17] GERBIER G. — Appareillage pour la mesure automatique de paramètres des composants électroniques. *Onde Electrique*, janvier 1962, pp. 79-90.

[18] PROFIT A., LIGOUZAT J. et LEGALLAIS R. — Le calculateur électronique RAMSÈS. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, juillet 1963, pp. 1-26 (H.C.).

[19] PROFIT A et LE CORVEC R. Dispositif automatique de changement de programme en cours d'éxécution dans un calculateur. *Demande de Brevet Français P.V. 990070.*

[20] SAUTEL A. — Les Alimentations stabilisées et les dispositifs sans coupure utilisables dans les grands ensembles électroniques. *Onde Electrique*, mai 1963, pp. 570-579.

[21] LUCAS P., PROFIT A. et SAUTEL A. — La logique modulaire et son utilisation. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, avril 1964, pp. 3-20 (H.C.).

[22] MERLIN J.C. et LAMBERT J.P. — Circuits logiques rapides à transistors. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, janvier 1965 pp. 31-40 (H.C.).

[23] BASQUE M. — Une mémoire temporaire à tores de ferrite ayant un temps de cycle de une microseconde. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, avril 1963, pp. 1-11 (H.C.).

[24] BASQUE M. — Quelques aspects des problèmes posés par la définition d'une mémoire temporaire rapide de moyenne capacité. Journée d'étude du 28 janvier 1964. S.F.E.R. Groupe de Bretagne.

[25] LAVENIR J.C., BASQUE M. et LE GOFFIC Y. — Le problème des mémoires semi-permanentes en commutation électronique. Définition d'une mémoire à couplage inductif. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, octobre 1963, pp. 1-10 (H.C.).

[26] MERLIN J.C. et MAINGUENAUD G. — Problèmes généraux posés par la conception de circuits logiques rapides. Journée d'étude du 28 janvier 1964 S.F.E.R. Groupe de Bretagne.

[27] DONDOUX J. et LAVENIR J.C. — Utilisation des calculateurs en électronique. *Techniques de l'Ingénieur - Electronique. (Fascicule E 1970).*

[28] DAYONNET F.D., JOUSSET A. et PROFIT A. — Le CELTIC : Concentrateur Exploitant les Temps d'Inactivité des Circuits. *Onde Electrique*, septembre 1962, pp. 675-687.

[29] LEGARE R., DONDOUX J. et LAVENIR J.C. — Taxation Téléphonique Electronique. *Commutation et Electronique*, novembre 1963, pp. 19-37.

[30] DONDOUX J., LAVENIR J.C. et AGASSE J. — Taxation au moyen d'un tambour magnétique de 400 abonnés au téléphone. *Bulletin Technique d'Information de SOCOTEL*, avril 1962, pp. 1-23 (H.C.).

[31] GLOESS P., LAVENIR J.C. et DESERT C. — L'automatisation de la taxation télex. *Bulletin d'Informations Techniques des Télécommunications*, avril 1963, pp. 29-37.

[32] LEGARE R., DONDOUX J. et LAVENIR J.C. — Une application des transmissions de données dans le domaine des télécommunications : taxation et comptabilité téléphoniques centralisées. *Onde Electrique*, février 1963, pp. 214-219.

LA TRANSFORMATION Z ET LES ÉQUATIONS AUX DIFFÉRENCES

PAR

R. LEGROS

Professeur à la Faculté des Sciences
Laboratoire d'Electronique (Caen)

1. Introduction

Cette étude, malgré son caractère mathématique, s'adresse bien plus à une catégorie d'électroniciens qu'aux mathématiciens. Nous nous occuperons, en effet, surtout de la transformation z, méthode de calcul inventée par les électroniciens pour leurs besoins particuliers. Les questions que nous posons s'adressent donc aux utilisateurs de cette transformation.

On connaît l'importance fondamentale qu'a prise la transformation de Laplace dans l'étude des phénomènes physiques, et en particulier dans celle des circuits électroniques : actuellement les termes *impédance*, *admittance*, *fonction de transfert*,... s'entendent toujours au sens de Laplace. Les servomécaniciens, qui étudient et réalisent des circuits souvent extrêmement complexes, ont été conduits, assez récemment, pour des raisons de précision, à *échantillonner* leurs signaux, c'est-à-dire à les découper périodiquement en tranches fines, chacune d'elles contenant un élément d'information, la période T dépendant du signal échantillonné, (voir la courbe de la figure 2*c*). Il en résulte que les fonctions échantillonnées ont une caractéristique commune : celle d'être quasi périodique puisque ces fonctions sont des impulsions rectangulaires périodiques, d'amplitude lentement variable. Cette propriété commune se retrouve dans leurs transformées de Laplace, qui s'expriment toutes en fonction de la seule quantité $\exp(sT)$ (s étant la variable complexe de la transformation de Laplace, et T la période d'échantillonnage). On a donc été conduit, pour simplifier l'écriture, à prendre $\exp(sT)$ pour nouvelle variable, que l'on note z, (choix critiquable puisque cette lettre représente toujours, en mathématiques, la variable complexe indépendante). Ainsi apparaît une nouvelle fonction, $F(z)$, dont on dit qu'elle est la transformée z de la fonction $f(t)$ qui subit l'échantillonnage. Cette fonction, et par conséquent la transformation z, possèdent un certain nombre de propriétés caractéristiques, de la même façon que la transformation de Laplace, par exemple, possède ses particularités. Ainsi s'est développée la théorie de la transformation z, selon un processus analogue à celui qu'on a observé pour les autres types de transformations (Fourier, Laplace, Mellin, Hankel,...) avec cette différence qu'il a été beaucoup plus rapide car, d'une part on connaissait la marche à suivre (celle qui a conduit aux propriétés des autres transformations) et, d'autre part, nombreux étaient les ingénieurs électroniciens de haute culture mathématique qui s'intéressaient à cette méthode de calcul. Il existe actuellement plusieurs ouvrages qui traitent uniquement de la théorie de la transformation z, et par ailleurs, aucun ouvrage sérieux sur les servomécanismes n'ignore plus cette transformation.

Il nous est apparu qu'il existe non pas seulement des analogies mais bien des identités, pour le moins curieuses, entre les solutions des équations aux différences et les fonctions échantillonnées. Nous nous sommes alors demandé si cette nouvelle théorie n'est pas simplement quelque chose qui ne diffère que bien peu de la théorie des équations aux différences, mais présentée sous une forme nouvelle (de même, si l'on veut, que le calcul opérationnel de Heaviside n'était rien d'autre, en fait, que les conséquences de l'intégrale de Laplace). N'étant pas spécialiste de ces questions, nous nous bornerons donc à présenter quelques faits qui nous ont frappés, et à poser la question : ces faits sont-ils fortuits, ou au contraire révèlent-ils une identité, ou même simplement une parenté et, dans ce cas, ne serait-il pas possible de faire bénéficier chacune de ces théories, élaborées indépendamment l'une de l'autre, de certaines propriétés déjà démontrées pour l'autre ?

Nous pensons que nombreux sont les spécialistes des servomécanismes à échantillonnage, qui pourront donner une réponse à cette question.

Nous rappellerons tout d'abord quelques propriétés élémentaires des équations aux différences et des

fonctions échantillonnées, ainsi que les propriétés, qui nous seront nécessaires, de la transformation de Laplace de la solution d'une équation aux différences, et de la transformation de Laplace d'une fonction échantillonnée. Nous pourrons alors préciser les analogies, de caractère général, qui apparaissent entre les deux types de fonctions.

2. Les équations aux différences

Une équation aux différences est une sorte d'équation de récurrence entre les valeurs $y(x)$, $y(x+1)$,... $y(x+n)$ que prend une fonction y. Nous ne considérerons ici que les valeurs entières v de la valeur indépendante x et nous remplacerons la notation $y(x)$ par y_v.

On appelle équation aux différences d'ordre n, linéaire et à coefficients constants une relation de la forme :

$$y_{v+n}+a_1\, y_{v+n-1}+\ldots+a_{n-1}\, y_{v+1}+a_n\, y_v = f_v, \quad (1)$$

où les coefficients $a_1,\ldots a_n$ sont des constantes, et f une fonction donnée, considérée pour les valeurs entières v de la variable indépendante.

Une telle équation définit donc la fonction y uniquement pour les valeurs entières de la variable. La solution de l'équation (1) nécessite la connaissance des valeurs initiales $y_0, y_1, \ldots, y_{n-1}$.

Soit par exemple l'équation du second ordre :

$$y_{v+2}-3y_{v+1}+4y_v = 1. \quad (2)$$

Elle peut être résolue par une méthode pas-à-pas en procédant de la façon suivante, on a :

$$y_{v+2} = 3y_{v+1}-4y_v+1,$$

donc :

si $v=0$ $\quad y_2 = 3y_1-4y_0+1$

si $v=1$ $\quad y_3 = 3y_2-4y_1+1 = 5y_1-12y_0+4$

si $v=2$ $\quad y_4 = 3y_3-4y_2+1 = 3y_1-20y_0+9$, etc.

Si l'on se donne les valeurs initiales $y_0 = 1/2$, et $y_1 = 1$, par exemple, on a :

$y_0 = 1/2$, $\quad y_1 = 1$, $\quad y_2 = 2$, $\quad y_3 = 3$, $\quad y_4 = 2$, $y_5 = -5$, etc.

La figure 1*a* représente les valeurs de la solution de l'équation (2), compte tenu des valeurs initiales admises.

On convient généralement de définir la fonction y pour *toutes* les valeurs de x en admettant que y conserve une valeur *constante* pour $v \leqslant x < v+1$, de sorte que la fonction $y(x)$, solution de l'équation (2), est représentée par la figure 1*b*.

Les équations aux différences linéaires à coefficients constants peuvent être résolues au moyen de la transformation de Laplace. Si l'on écrit $Y(s)$ la transformée

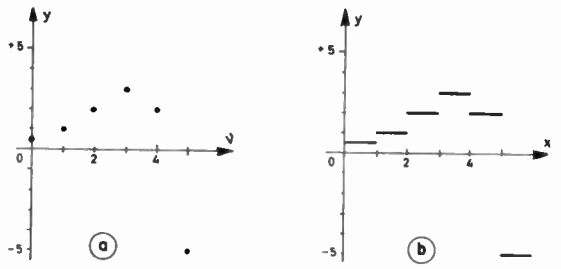


FIG. 1 *a)*. — La solution y_v d'une équation aux différences n'est définie que pour les valeurs entières, v, de la variable.

b) On définit la fonction y pour toutes les valeurs de la variable x en convenant que $y(x) = y_v$, pour $v \leqslant x < v+1$.

de Laplace de $y(x)$ et $Y_r(s)$ celle de $y(x+r)$, (r entier) :

$$Y(s) = \mathfrak{L}[y(x)] = \int_0^\infty e^{-sx}\, y(x)\, dx,$$

$$Y_r(s) = \mathfrak{L}[y(x+r)] = \int_0^\infty e^{-sx}\, y(x+r)\, dx,$$

on a, en posant $u = x+r$:

$$Y_r(s) = e^{sr}\int_r^\infty e^{-su}\, y(u)\, du$$

$$= -e^{sr}\int_0^r e^{-su}\, y(u)\, du + e^{sr}\int_0^\infty e^{-su}\, y(u)\, du$$

$$= -e^{sr}\sum_{p=0}^{r-1}\int_p^{p+1} e^{-su}\, y(u)\, du + e^{sr}\, Y(s).$$

Entre les valeurs p et $p+1$ de la variable, y conserve la valeur constante $y(p)$, (que nous noterons y_p) par conséquent :

$$Y_r(s) = e^{sr}\, Y(s) + \frac{1-e^s}{s}\sum_{p=0}^{r-1} y_p\, e^{(r-p-1)s}. \quad (3)$$

La connaissance de $Y_r(s)$ nécessite donc celle des valeurs de y, ($y_0, y_1, \ldots, y_{r-1}$) dans les r intervalles initiaux $0 \leqslant x < 1, \ldots, r-1 \leqslant x < r$. Les conditions initiales sont donc au nombre de n dans le cas d'une équation aux différences d'ordre n. Cette nécessité est analogue à celle qui exige la connaissance de $y(0), y^{(1)}(0), \ldots, y^{(n-1)}(0)$ pour le calcul de la transformée de Laplace de la *dérivée* d'ordre n de $y(x)$.

Si l'on applique la transformation de Laplace à chaque terme des deux membres de l'équation aux différences :

$$y(x+n)+a_1\, y(x+n-1)+\ldots + a_{n-1}\, y(x+1)+a_1\, y(x) = f(x) \quad (4)$$

on obtient la transformée $Y(s)$ de la solution $y(x)$:

$$Y(s) = \frac{s\, F(s)+G(s)}{s[e^{ns}+a_1\, e^{(n-1)s}+\ldots+a_{n-1}\, e^s+a_n]}$$

$$
\begin{aligned}
&F(s) = \mathfrak{L}[f(x)]\\
&G(s) = (e^s-1)\{y_0\, e^{(n-1)s}\\
&\quad +(y_1+a_1y_0)\, e^{(n-2)s}\\
&\quad +(y_2+a_1y_1+a_2y_0)\, e^{(n-3)s}+\dots\\
&\quad +(y_{n-2}+a_1y_{n-3}+\dots+a_{n-2}y_0)\, e^{s}\\
&\quad +(y_{n-1}+a_1y_{n-2}+\dots+a_{n-1}y_0)\}.
\end{aligned}
\tag{5}
$$

La fonction $Y(s)$ étant ainsi obtenue (on voit qu'elle contient toutes les conditions initiales $y_0, y_1, \dots, y_{n-1}$), il est ensuite nécessaire de l'inverser, c'est-à-dire de calculer $y(x) = \mathfrak{L}^{-1}[Y(s)]$. Bornons-nous pour cela aux équations du second ordre. La solution $y(x)$ se compose de deux parties : $y_1(x)$ et $y_2(x)$:

$$
y_1(x) = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{F(s)}{e^{2s}+a_1e^s+a_2}\right] \tag{6}
$$

$$
y_2(x) = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{e^s-1}{s}\,\frac{y_0e^s+y_1+a_1y_0}{e^{2s}+a_1e^s+a_2}\right]. \tag{7}
$$

Posons $z = e^s$ et soit :

$$
P(z) = z^2+a_1z+a_2.
$$

On peut écrire, si α_1 et α_2 sont les racines de $P(z)$:

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{P(z)} &= \frac{1}{P'(\alpha_1)}\,\frac{1}{z-\alpha_1}+\frac{1}{P'(\alpha_2)}\,\frac{1}{z-\alpha_2}\\
&= \frac{1}{\alpha_1-\alpha_2}\left[\frac{1}{z-\alpha_1}-\frac{1}{z-\alpha_2}\right],
\end{aligned}
$$

donc :

$$
\frac{1}{P(e^s)} = \frac{1}{\alpha_1-\alpha_2}\left[\frac{1}{e^s-\alpha_1}-\frac{1}{e^s-\alpha_2}\right].
$$

Mais :

$$
\frac{1}{e^s-\alpha} = \sum_{k=1}^{\infty}\alpha^{k-1}\,e^{-ks},
$$

par conséquent :

$$
y_1(x) = \frac{1}{\alpha_1-\alpha_2}\sum_{k=1}^{\infty}(\alpha_1^{k-1}-\alpha_2^{k-1})\,f(x-k), \tag{8}
$$

étant entendu que $f(u) = 0$ pour $u = x-k<0$ et que $y(x)$ est constante, égale à $y(x_0)$ pour $x_0 \leqslant x < x_0+1$; x_0 étant entier positif ou nul.

On, a par ailleurs :

$$
\begin{aligned}
\frac{e^s-1}{s}\,\frac{y_0e^s+y_1+a_1y_0}{e^s+a_1e^s+a_2} &= \frac{y_0\alpha_1+y_1+a_1y_0}{\alpha_1-\alpha_2}\,\frac{e^s-1}{s(e^s-\alpha_1)}\\
&\quad -\frac{y_0\alpha_2+y_1+a_1y_0}{\alpha_1-\alpha_2}\,\frac{e^s-1}{s(e^s-\alpha_2)}.
\end{aligned}
$$

Si $[x]$ est le plus grand entier contenu dans x, on peut voir, par un calcul direct, que :

$$
\mathfrak{L}\{\alpha^{[x]}\} = \frac{e^s-1}{s(e^s-\alpha)}\,. \tag{9}
$$

Il en résulte donc que :

$$
y_2(x) = \frac{y_0\alpha_1+y_1+a_1y_0}{\alpha_1-\alpha_2}\,\alpha_1^{[x]} - \frac{y_0\alpha_2+y_1+a_1y_0}{\alpha_1-\alpha_2}\,\alpha_2^{[x]},
$$

et que, finalement, la solution de l'équation aux différences du second ordre :

$$
y(x+2)+a_1\,y(x+1)+a_2\,y(x) = f(x) \tag{10}
$$

est :

$$
\begin{aligned}
y(x) = \frac{1}{\alpha_1-\alpha_2}\Bigg\{&\sum_{k=1}^{\infty}(\alpha_1^{k-1}-\alpha_2^{k-1})\,f(x-k)\\
&+[y_0(a_1+\alpha_1)+y_1]\,\alpha_1^{[x]}\\
&-[y_0(a_1+\alpha_2)+y_1]\,\alpha_2^{[x]}\Bigg\}.
\end{aligned}
\tag{11}
$$

TABLE 1

Fonctions	Transformée de Laplace correspondante
$f([x])$	$F(s) = \mathfrak{L}[f([x])]$
$[x]$	$\dfrac{1}{s(e^s-1)}$
$[x]^2$	$\dfrac{e^s+1}{s(e^s-1)^2}$
$a^{[x]}$	$\dfrac{e^s+1}{s(e^s-a)}$
$[x]\,a^{[x]}$	$a\,\dfrac{e^s-1}{s(e^s-a)^2}$
$\cos m[x]$	$\dfrac{e^s-1}{s}\,\dfrac{e^s-\cos m}{e^{2s}-2\,e^s\cos m+1}$
$\sin m[x]$	$\dfrac{e^s-1}{s}\,\dfrac{\sin m}{e^{2s}-2\,e^s\cos m+1}$
$\dfrac{a^{[x]-1}}{a-1}$	$\dfrac{1}{s(e^s-a)}$
$A_1[x]+A_2$	$\dfrac{A_2\,e^s+A_1-A_2}{s(e^s-1)}$
$A_1[x]+A_2\,a^{[x]}$	$\dfrac{A_2e^{2s}+(A_1-2A_2)e^s+A_2-aA_1}{s(e^s-1)(e^s-a)}$

L'expression (8) donne la fonction $y_1(x)$ sous la forme d'une série, ce qui n'est pas toujours d'un emploi très aisé.

Dans le cas des équations du second ordre, on a :

$$y_1(x) = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{F(s)}{e^{2s}+a_1e^s+a_2}\right]$$

$$= \frac{1}{\alpha_1-\alpha_2}\,\mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{F(s)}{e^s-\alpha_1}-\frac{F(s)}{e^s-\alpha_2}\right]. \qquad (12)$$

Si, par exemple $f(x) = 1$, $F(s) = 1/s$ et l'on doit inverser des fonctions du type $1/s(e^s-\alpha)$.

Si $f(x) = [x]^2$, $F(s) = (e^s+1)/s(e^s-1)^2$ et l'on doit inverser des fonctions du type $(e^s+1)/s(e^s-\alpha)(e^s-1)^2$, etc. On voit ainsi l'intérêt que présente une table de transformées adaptées à ce type de fonctions. Une telle table s'obtient, par exemple, en se donnant un certain nombre de fonctions $g(x)$ et en calculant leurs transformées de Laplace $G(s)$. Cette table peut s'utiliser pour déterminer d'abord $F(s) = \mathfrak{L}[f(x)]$, et également pour obtenir $y_1(x)$ à partir des fonctions $F(s)/(e^s-\alpha)$.

3. Les fonctions échantillonnées et la transformation z

Soit le circuit de la figure 2*a*, où In est un interrupteur rotatif, qui ouvre et ferme périodiquement le circuit (période T). Si la durée de fermeture est θ, et si la fonction $f(t)$ est représentée par la courbe de la figure 2*b*, la différence de potentiel, notée $f^*(t)$, aux bornes de In est représentée par la courbe *c*.

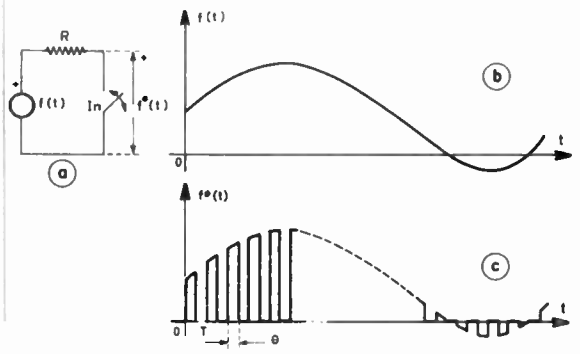


FIG. 2 *a*). — Circuit fournissant l'échantillon $f^*(t)$ de la fonction $f(t)$. In est un interrupteur fermant périodiquement le circuit. Si $f(t)$ est représentée par la courbe (*b*), l'échantillon $f^*(t)$ est représenté par la courbe (*c*).

On dit que la fonction $f(t)$ a été *échantillonnée* et que $f^*(t)$ est *l'échantillon* de $f(t)$.

Si θ est très inférieur à T, $f^*(t)$ est constituée par des impulsions périodiques d'amplitudes $f(nT)$, (n entier) et l'on peut considérer que $f^*(t)$ est le produit de $f(t)$ par la fonction périodique $p_\theta(t)$, constituée par des impulsions rectangulaires brèves (durées θ), de période T et d'amplitudes unité :

$$f^*(t) = f(t)\,p_\theta(t). \qquad (13)$$

Dans la technique des servomécanismes, on est souvent conduit à échantillonner un signal électrique $f(t)$ et à appliquer l'échantillon $f^*(t)$ à un réseau électrique. La fonction de transfert du réseau est le plus commodément représentée par sa transformée de Laplace $T(s)$, ce qui conduit, pour connaître la réponse à $f^*(t)$, à calculer sa transformée $F^*(s)$. On obtient, en supposant maintenant que l'amplitude des impulsions $p_\theta(t)$ est A et non plus l'unité :

$$F^*(s) = \mathfrak{L}[f^*(t)] = Af\theta \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(n\pi f\theta)}{n\pi f\theta}\,F(s+jn\omega) \qquad (14)$$

où $f = 1/T$ (fréquence d'échantillonnage),

$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$, et

$F(s) = \mathfrak{L}[f(t)]$, transformée de Laplace de $f(t)$.

La durée θ des impulsions $p_\theta(t)$ devant être très courte, et le fait que l'expression précédente se simplifie quand θ tend vers zéro, on convient de poser que les impulsions $p_\theta(t)$ sont remplacées par des impulsions de Dirac $\delta(t-nT)$ périodiques, et que le produit $A\theta$ est égal à l'unité (afin que $F^*(s)$ ne soit pas nulle). On a alors :

$$f^*(t) = f(t)\,\delta(t-nT), \qquad (15)$$

et

$$F^*(s) = \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(s+jn\omega). \qquad (16)$$

Si par exemple, $f(t) = e^{at}$, on a $F(s) = 1/(s-a)$, donc :

$$F^*(s) = \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{s-a+jn\omega}.$$

Si $f(t) = t$, $F(s) = 1/s^2$ et

$$F^*(s) = \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{(s+jn\omega)^2}.$$

On peut aussi transformer directement la relation (15) car on peut écrire :

$$f^*(t) = f(t)\,\delta(t-nT) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\,\delta(t-nT)$$

donc :

$$F^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\,\mathfrak{L}[\delta(t-nT)],$$

c'est-à-dire :

$$F^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\,e^{-nsT}. \qquad (17)$$

On peut montrer enfin que $F^*(s)$ est donnée par

l'intégrale dans le plan de la variable complexe ζ, sur le contour de Bromwich :

$$F^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\gamma - j\infty}^{\gamma + j\infty} F(\zeta) \frac{d\zeta}{1 - e^{-(s-\zeta)T}} \qquad (18)$$

C'est généralement cette expression qui est le plus commode pour calculer la transformée $F^*(s)$ d'une fonction $f(t)$ car les expressions (16) et (17) donnent $F^*(s)$ sous forme de séries.

Les colonnes (1) et (2) de la table suivante donnent quelques couples de fonctions $f(t)$ et $F^*(s) = \mathfrak{L}[f^*(t)]$.

TABLE 2

Fonction $f(t)$	Transformée de Laplace $F^*(s)$	Transformée z $F(z)$
$v(t)$	$\frac{1}{1-e^{-sT}}$	$\frac{z}{z-1}$
t	$\frac{e^{-sT}}{(1-e^{-sT})^2}$	$\frac{z}{(z-1)^2}$
t^2	$\frac{e^{-sT}(1+e^{-sT})}{(1-e^{-sT})^3}$	$\frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$
e^{at}	$\frac{1}{1-e^{-(s-a)T}}$	$\frac{z}{z-e^{aT}}$
$\sin at$	$\frac{e^{-sT}\sin aT}{1+e^{-2sT}-2e^{-sT}\cos aT}$	$\frac{z \sin aT}{z^2-2z\cos aT+1}$
$\cos at$	$\frac{1-e^{-sT}\cos aT}{1+e^{-2sT}-2e^{-sT}\cos aT}$	$\frac{z(z-\cos aT)}{z^2-2z\cos aT+1}$

On constate que les transformées $F^*(s)$ ne contiennent la variable complexe s que sous la forme e^{-sT}, (les expressions (17) et (18) montrent que ce résultat est général) ; afin de simplifier l'écriture, on pose :

$$z = e^{sT}, \qquad (19)$$

ce qui transforme chaque fonction $F^*(s)$ en une nouvelle fonction de la variable complexe z ; cette fonction est notée $F(z)$. On a donc :

$$\begin{aligned} F^*(s) &= Z[f^*(t)] \\ F(z) &= F^*\left(\frac{1}{T}\operatorname{Log} z\right) = Z[f(t)] \end{aligned} \qquad (20)$$

Les fonctions de la troisième colonne de la table 2 sont les transformées z des fonctions de la variable réelle de la première colonne.

La table 2 peut être utilisée dans les deux sens : pour connaître $F(z)$ quand on se donne $f(t)$, ou inversement pour déterminer $f(t)$ aux instants nT, c'est-à-dire $f(nT)$, quand on se donne $F(z)$. Il existe, d'ailleurs, une formule d'inversion qui explicite la transformation inverse :

$$Z^{-1}[F(z)] = f(nT) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\Gamma} F(z)\, z^{n-1}\, dz \qquad (21)$$

où Γ est le cercle centré à l'origine qui contient tous les pôles de $F(z)$.

La transformée inverse d'une fonction $F(z)$ est ainsi une fonction qui n'est définie qu'aux instants $t = nT$. On peut donc la considérer comme un échantillon (au sens qui a été donné précédemment à ce mot) ; cependant s'il ne correspond qu'un échantillon unique $f^*(t)$ à une fonction $f(t)$ donnée, à un échantillon donné on peut faire correspondre une infinité de fonctions (cette difficulté peut être supprimée par l'emploi de la *transformation z modifiée*, qui permet d'explorer la fonction entre les instants d'échantillonnage).

Dans les systèmes réels à échantillonnage, la tension échantillonnée $f^*(t)$ est appliquée à un dispositif plus ou moins complexe, caractérisé par sa fonction de transfert $T(s)$; il en sort une tension continue $c(t)$, qui est, en général, échantillonnée à son tour (fig. 3) en synchronisme avec la tension d'entrée, donnant $c^*(t)$.

FIG. 3. — L'échantillon est appliqué à un réseau électrique, qui fournit une réponse continue $c(t)$. Cette réponse peut être elle-même échantillonnée en synchronisme avec $f^*(t)$, donnant $c^*(t)$.

Cette tension, est par conséquent, constituée par des impulsions rectangulaires infiniment étroites, se produisant aux instants nT (fig. 4*a*). De telles impulsions étant difficilement utilisables en pratique, on leur fait subir une transformation : à chaque instant nT l'impulsion infiniment brève $c(nT)$ est maintenue *constante* pendant tout l'intervalle de temps

$$nT \leqslant t < (n+1)T$$

de sorte que la fonction est maintenant une fonction en échelons (fig. 4*b*).

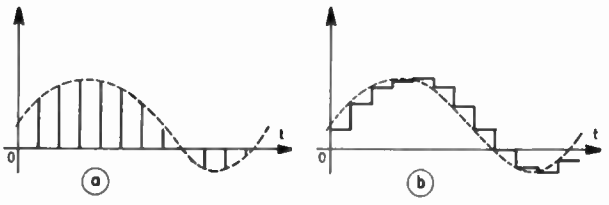


FIG. 4 *a*). — Les impulsions, supposées infiniment brèves, $c^*(t)$ (voir la figure 3).

b). — La fonction « reconstituée » à partir des impulsions (*a*). C'est une fonction en échelons.

4. Comparaison entre la solution d'une équation aux différences et une fonction échantillonnée reconstituée

On retrouve ainsi exactement la figure 1, relative à la solution d'une équation aux différences. Cette analogie peut d'ailleurs être facilement précisée : les tables de transformées z donnent les transformées des échantillons $f^*(t) = f(nT)$, fonctions qui correspondent à la figure 4*a*. On obtient les transformées de sorte qu'on doit avoir :

$$Y(s) = \frac{1-e^{-s}}{s} F^*(s) \qquad (22)$$

Les quelques fonctions suivantes, prises dans les tables 1 et 2 montrent qu'il en est bien ainsi (on a pris $T = 1$).

TABLE 3

Fonction $f(t)$	Transformée de Laplace $F^*(s)$	Transformée des équations aux différences $Y(s)$
t	$\frac{e^{-s}}{(1-e^{-s})^2}$	$\frac{1}{s(e^s-1)} = \frac{1-e^{-s}}{s} F^*(s)$
t^2	$\frac{e^{-s}(1+e^{-s})}{(1-e^{-s})^3}$	$\frac{e^s+1}{s(e^s-1)^2} = \frac{1-e^{-s}}{s} F^*(s)$
e^t	$\frac{1}{1-e^{1-s}}$	$\frac{e^s-1}{s(e^s-e)} = \frac{1-e^{-s}}{s} F^*(s)$
$\sin mt$	$\frac{e^{-s}\sin m}{1+e^{-2s}-2e^{-s}\cos m}$	$\frac{e^s-1}{s}\,\frac{\sin m}{e^{2s}-2e^s\cos m+1} = \frac{1-e^{-s}}{s} F^*(s)$

$F^*(s)$ de ces fonctions en remplaçant z par e^{sT} dans les fonctions $F(z)$. D'autre part, les solutions des équations aux différences correspondent à des fonctions du type représenté par la figure 4*b*. Il doit donc exister une relation simple entre la transformée $Y(s)$ de la solution $y(x)$ d'une équation aux différences, et la transformée $F^*(s)$ d'une fonction $f(t)$ échantillonnée à des instants différant d'une unité, ($T = 1$). On voit sur les figures 1 et 4 que $y(x)$ est le produit de $f^*(t)$ par des impulsions rectangulaires d'amplitudes unité et de largeur unité, dont les transformées sont :

$$\frac{1-e^{-s}}{s}$$

5. Conclusion

Les analogies qui viennent d'être signalées sont peut-être l'indice de propriétés communes beaucoup plus importantes de ces deux types de fonctions. S'il en est ainsi les mathématiciens et les spécialistes de la transformation z pourraient peut-être trouver profit à les étudier conjointement et à faire bénéficier chacune des propriétés déjà établies pour l'autre. Peut-être la transformation z n'apporte-t-elle rien de plus que les équations aux différences, mais peut-être aussi ne s'agit-il que de coïncidences fortuites.

ÉTUDE D'UN DÉPHASEUR A EFFET HALL(*)

PAR

F. PERROT et R. BONNEFILLE

Laboratoire Central des Industries Electriques,
Fontenay-aux-Roses

1. Principe

Le présent dispositif permet d'obtenir, par l'intermédiaire de deux courants électriques de même amplitude et en quadrature, un signal dont la phase reproduit un angle géométrique.

Les deux courants alimentent un échantillon de matériau semiconducteur, de section carrée, suivant deux axes rectangulaires. La tension de Hall est recueillie entre les faces inférieure et supérieure de l'échantillon.

Soient (fig. 1) : $\vec{B}$, l'induction magnétique, située dans le plan de l'échantillon et faisant l'angle θ avec l'axe AA', par lequel pénètre le courant $I_0 \sin \omega t$,

$\vec{E}$, le vecteur champ électrique,

$\vec{J}$, le vecteur densité de courant.

Si la répartition de courant dans l'échantillon restait identique à ce qu'elle est sans champ magnétique, au courant $I_0 \sin \omega t$ correspondrait dans la direction AA' une densité de courant $J_1 = J_0 \sin \omega t$ et, dans la direction CC', une densité de courant $J_2 = J_0 \cos \omega t$.

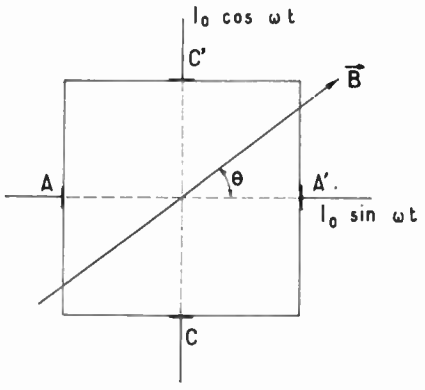


FIG. 1.

(*) Etude réalisée au Laboratoire Central des Industries Electriques, sous contrat de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais du Ministère des Armées.

Admettons que la loi de conduction dans le matériau soit :

$$\vec{E} = \rho (\vec{J} + \mu \vec{J} \wedge \vec{B})$$

ρ : résistivité du matériau (fonction de B),
μ : mobilité des porteurs dans le matériau,
$\mu\rho = R$: constante de Hall.

La composante du champ électrique normale au plan de l'échantillon est alors :

$$E = RJ_0B (\sin \theta \,.\, \sin \omega t - \cos \theta \,.\, \cos \omega t)$$
$$E = -RJ_0B \cos (\omega t + \theta).$$

La phase de ce champ électrique est donc commandée par la position du champ magnétique dans le plan de l'échantillon.

En fait, les choses ne sont pas aussi simples car :

1) Le champ magnétique perturbe la répartition de la densité de courant. L'effet de l'induction est de faire « tourner » les lignes de courant dans un plan orthogonal au vecteur $\vec{B}$.

La répartition du courant dans l'échantillon varie alors pour chaque position de l'induction, si bien que la densité de courant au centre est fonction de θ : $J_0 = J_0(\theta)$. D'autre part, il apparaît une composante de courant perpendiculaire au plan dans lequel tourne $\vec{B}$. Le champ électrique vertical dû à un seul courant n'est plus proportionnel au sinus de l'angle de la ligne des contacts qui lui correspondent et de l'induction.

2) La loi de conduction qui relie $\vec{E}$ et $\vec{J}$, sous la forme ci-dessus, est incomplète. Dans le matériau utilisé, qui est de l'antimoniure d'indium, il est indispensable de lui adjoindre un terme de la forme :

$$S(\vec{J} \cdot \vec{B})\vec{B} \quad (S < 0)$$

Ce terme disparaît seulement quand $\vec{J}$ et $\vec{B}$ sont perpendiculaires, ce qui correspond à un champ magnétique normal au plan de l'échantillon.

2. Signal dû à un courant unique

Il est donc nécessaire de reprendre entièrement le problème à partir de la loi de conduction complétée par les équations de Maxwell. Nous étudierons d'abord la répartition du potentiel dans un échantillon alimenté par un seul des deux courants.

Nous adoptons la loi de conduction suivante, valable au second ordre en $\vec{B}$ [1] et [2] :

$$\vec{E} = \rho \vec{J} + R \vec{J} \wedge \vec{B} + S(\vec{J} \cdot \vec{B})\vec{B}$$

que nous écrirons sous la forme :

$$\vec{E} = \rho[\vec{J} + \mu(\vec{J} \wedge \vec{B}) + \eta(\vec{J} \cdot \vec{B})\vec{B}] \quad (1)$$

La relation matricielle correspondante s'écrit, en prenant la direction de l'induction $\vec{B}$ suivant l'axe des x :

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} = \rho \begin{pmatrix} 1+\eta B^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \mu B \\ 0 & -\mu B & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix}$$

En plus de la rotation définie par l'angle $\theta_H = \text{Arctg } \mu B$, dans le plan yz, la présence de $\vec{B}$ a pour effet de faire apparaître une anisotropie de la résistivité qui se trouve diminuée ($\eta < 0$) dans la direction des x [3].

L'effet du champ magnétique dû aux courants étant négligeable devant les effets du champ extérieur $\vec{B}$, uniforme et indépendant du temps, le champ électrique $\vec{E}$ vérifie l'équation :

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (2)$$

Donc $\vec{E}$ dérive d'un potentiel

$$\vec{E} = -\text{grad } \vec{V} \quad (3)$$

L'équation de conservation de la quantité d'électricité donne :

$$\text{div } \vec{J} + \frac{\partial q}{\partial t} = 0 , \quad (4)$$

q étant la densité volumique de charge.

Or div $\varepsilon \vec{E} = q$ (ε : constante diélectrique du matériau)

et $$\Delta V + \frac{q}{\varepsilon} = 0$$

L'équation (4) s'écrit alors, en remplaçant le symbole $\frac{\partial}{\partial t}$ par $j\omega$ puisque l'alimentation en courant est sinusoïdale de pulsation ω :

$$-\frac{1}{\rho}\frac{1}{1+\eta B^2}\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - \frac{1}{\rho}\frac{1}{1+\mu^2 B^2}\left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}\right) + j\omega\varepsilon \cdot \Delta V = 0$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}\left(\frac{-1}{1+\eta B^2} + j\omega\varepsilon\rho\right) + \left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}\right)\left(\frac{-1}{1+\mu^2 B^2} + j\omega\varepsilon\rho\right) = 0$$

Pour une plaquette d'antimoniure d'indium (Sb In) soumise à un champ d'induction voisin de 1 Wb·m^{-2} et traversée par un courant de fréquence $f = 1\,000$ Hz, on obtient les ordres de grandeur suivants :

$$\begin{array}{ll} -\eta B^2 & \# 0{,}3 \\ \mu B & \# 5 \\ \omega & \# 6\,000 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ \varepsilon & \# 10^{-10} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1} \\ \rho & \# 5.10^{-5} \Omega \cdot \text{m} \end{array}$$

Les termes imaginaires de chaque parenthèse sont donc tout à fait négligeables devant les termes réels. Nous conservons l'équation div $\vec{J} = 0$ (valable en courant continu) et le potentiel vérifie l'équation :

$$\frac{1+\mu^2 B^2}{1+\eta B^2}\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (5)$$

Cette équation n'est plus une équation de Laplace du fait que la direction qui porte $\vec{B}$ se trouve singularisée par rapport aux deux autres.

Considérons (fig. 2) l'échantillon parallèle au plan xy. Soient e son épaisseur, z la cote du point courant $-\frac{e}{2} \leqslant z \leqslant \frac{e}{2}$, $\vec{n}$ la normale extérieure au contour (C) de l'échantillon.

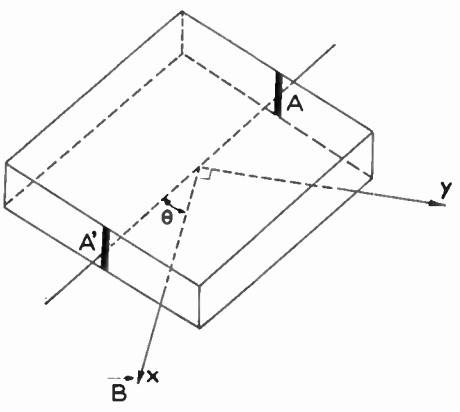


FIG. 2.

La fonction V vérifie l'équation (5) sauf sur les contacts A et A' ; d'autre part les conditions aux limites sont les suivantes :

a) $\vec{J} \cdot \vec{n} = 0$ sur $\mathcal{C}(x, y)$ pour $|z| \leqslant \frac{e}{2}$

b) $J_z = 0$ pour $z = \pm \frac{e}{2}$

Soit, d'après l'équation (2) :

a) $n_x \frac{1+\mu^2 B^2}{1+\eta B^2} \frac{\partial V}{\partial x} + n_y \left(\frac{\partial V}{\partial y} - \mu B \frac{\partial V}{\partial z} \right) = 0$ sur $(\mathcal{C})$

b) $\mu B \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{\partial V}{\partial z} = 0$ pour $z = \pm \frac{e}{2}$

Pour simplifier le problème et tenter de lui trouver une solution approchée, nous ferons l'hypothèse suivante [4] :

L'épaisseur e de l'échantillon est faible devant son côté r. Dans ces conditions, nous pouvons admettre, puisque $J_z = 0$ pour $z = \pm \frac{e}{2}$, que la composante suivant z de la densité de courant est identiquement nulle. Remarquons que ceci ne serait pas valable si l'échantillon était, par exemple, cubique.

Cette hypothèse entraîne que $\mu B \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{\partial V}{\partial z} = 0$

donc que : $V = V(x, y - \mu B z)$.

L'équation générale du potentiel (5) devient :

$$\frac{1}{1+\eta B^2} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0$$

et la condition aux limites

$$n_x \frac{1}{1+\eta B^2} \frac{\partial V}{\partial x} + n_y \frac{\partial V}{\partial y} = 0 \text{ sur } (\mathcal{C}) \text{ pour } -\frac{e}{2} \leqslant z \leqslant \frac{e}{2}$$

Posons $\lambda^2 = \frac{1}{1+\eta B^2}$ et faisons le changement de variable $x = \lambda u$.

Il vient :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \qquad (6)$$

$$n_u \frac{\partial V}{\partial u} + n_y \frac{\partial V}{\partial y} = 0 \text{ pour } -\frac{e}{2} \leqslant z \leqslant \frac{e}{2} \qquad (7)$$

n_u et n_y étant les composantes de la normale au transformé dans le plan (u, y) du contour $(\mathcal{C})$, représenté sur la figure 3 en trait plein.

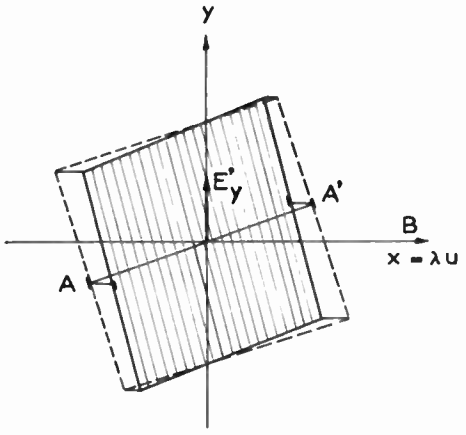


FIG. 3.

Nous connaissons une fonction $U(u, y)$ (fonction de u et y seulement) vérifiant :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = 0$$

$$n_u \cdot \frac{\partial U}{\partial u} + n_y \frac{\partial U}{\partial y} = 0$$

Cette fonction U est la solution de potentiel *sans effet Hall* dans le domaine hachuré de la figure 3.

Montrons que la fonction

$$V = U(u, y - \mu B z)$$

obtenue en remplaçant, dans U, la variable y par le groupement $y - \mu B z$ constitue une approximation de la solution.

$U = U(u, y - \mu B z)$ vérifie l'équation (6) et l'équation (7), mais cette dernière seulement pour $z = 0$.

Mais pour $z \neq 0$, la condition (7) est vérifiée sur un prisme oblique et non sur le prisme droit défini par $\mathcal{C}(u, y) = 0$, $|z| \leqslant \frac{e}{2}$ (fig. 4).

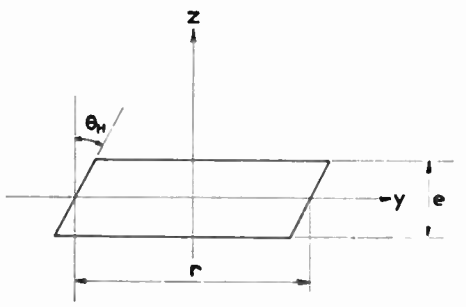


FIG. 4.

En effet, si $n_u \frac{\partial U(u, y)}{\partial u} + n_y \frac{\partial U(u, y)}{\partial y} =$

sur la courbe $u = F(y)$,

$$n_u \frac{\partial U(u, y - \mu B z)}{\partial u} + n_y \frac{\partial U(u, y - \mu B z)}{\partial y}$$

s'annule sur la courbe $u = F(y-\mu Bz)$ qui s'obtient, pour une valeur de z donnée, à partir de la précédente par une translation de μBz dans la direction des y.

Pour que $V = U(u, y-\mu Bz)$ constitue une bonne approximation de la solution dans une zone suffisante autour du centre de la plaquette, il faut que les dimensions de la région affectée par la perturbation des conditions aux limites soient petites devant le côté de l'échantillon, c'est-à-dire que :

$$\mu Be \ll r$$

ou

$$\boxed{\mu B \frac{e}{r} \ll 1} \qquad (8)$$

Dans ces conditions, la solution de potentiel dans l'échantillon carré en présence d'un champ magnétique s'obtient à partir de la solution de potentiel sans champ magnétique dans un domaine déduit du carré d'origine par une affinité de $1/\lambda$ dans la direction de $\vec{B}$.

$$V(x, y, z) = U\left(\frac{x}{\lambda}, y-\mu Bz\right)$$

Cette expression du potentiel permet d'obtenir la configuration des surfaces équipotentielles dans la région où la solution proposée convient.

Soit par exemple $\theta = 60°$ et $\lambda = 1{,}16$ ($B = 1$ Wb·m^{-2}). Le domaine déduit par affinité du carré correspondant à l'échantillon (échelle 10) est représenté sur la figure 5*a*. La méthode analogique du papier conducteur permet de tracer les équipotentielles dans ce domaine, puis, en utilisant l'affinité inverse, de revenir aux équipotentielles dans le carré (fig. 5*b*). Les courbes tracées en trait plein sur la figure 5*b* représentent l'intersection des surfaces équipotentielles avec le plan $z = 0$. Remarquons, sur la figure 5*a*, au centre du domaine, que le champ électrique est dirigé sensiblement suivant la direction des contacts du domaine transformé, qui est distincte de celle des contacts du carré figurant l'échantillon réel.

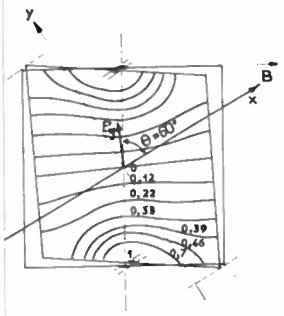


FIG. 5*a*.

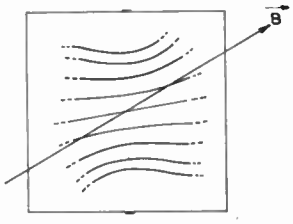


FIG. 5*b*.

La tension apparaissant entre les centres des faces de l'échantillon vaut :

$$V_H = V\left(0, 0, \frac{e}{2}\right) - V\left(0, 0, -\frac{e}{2}\right).$$

$$V_H = U\left(0, -\mu B\frac{e}{2}\right) - U\left(0, \mu B\frac{e}{2}\right)$$

$$V_H = -\mu Be\frac{\partial U}{\partial y}(0, 0)$$

$-\dfrac{\partial U}{\partial y}(0,0)$ représente la composante suivant l'axe y du champ électrique au centre du domaine de la figure 3, soit E'_y.

$$V_H = \mu Be \cdot E'_y \qquad (9)$$

Nous pouvons d'ailleurs remarquer que E'_y s'écrit :

$$E'_y = \frac{\rho I}{e} \cdot \psi(r, \lambda, \theta) \qquad (10)$$

d'où :

$$V_H = \mu B \cdot \rho I \cdot \psi(r, \lambda, \theta) = R \cdot B \cdot I \cdot \psi(r, \lambda, \theta)$$

Donc, V_H ne dépend pas de e pour les épaisseurs faibles.

Ce n'est que dans le cas où λ est très voisin de 1 (et par conséquent où le domaine affine reste pratiquement un carré) que $\psi(r, \lambda, \theta) = \psi_0(r, \lambda) \sin\theta$. *Dans ce cas, l'amplitude de la tension V_H due à un seul courant varie sinusoïdalement en fonction de l'angle définissant la direction de B.*

Ce sont ces remarques qui permettront le choix de la valeur optimale de B.

Notons, d'autre part, qu'il est facile de se rendre compte, en suivant la déformation du domaine de la figure 3 au cours de la rotation de l'induction, que le champ électrique au centre E'_y (mesuré, rappelons-le, sans effet Hall) vérifie les symétries suivantes :

$$E'_y(\pi+\theta) = -E'_y(\theta)$$

$$E'_y(\pi-\theta) = \quad E'_y(\theta)$$

La tension V_H qui s'exprime en fonction de $E'_y(\theta)$ par la relation (9), possède donc les mêmes symétries.

3. Résultats expérimentaux

3.1. Matériau utilisé

Les mesures sont faites sur de l'antimoniure d'indium dont les caractéristiques sont les suivantes :

résistivité à $B = 0$	$4{,}36 \cdot 10^{-5}\ \Omega\cdot$m
résistivité à $B = 1$ Wb·m^{-2}	$6{,}33 \cdot 10^{-5}\ \Omega\cdot$m
mobilité à $B = 0$	7 m$^2\cdot$V$^{-1}\cdot$s^{-1}
mobilité à $B = 1$ Wb·m^{-2}	5,8 m$^2\cdot$V$^{-1}\cdot$s^{-1}

Les dimensions géométriques de l'échantillon sont :

$$r = 6 \text{ mm}$$

On utilisera successivement les deux épaisseurs

$$e = 0{,}78 \text{ mm} \quad \text{et} \quad e = 0{,}51 \text{ mm}$$

qui correspondent à des rapports

$$\frac{e}{r} = 0{,}130 \qquad \text{et} \qquad \frac{e}{r} = 0{,}085$$

Comme nous avons vu plus haut que les deux paramètres intervenant dans la discussion sont $\mu B \frac{e}{r}$ et λ, qui dépendent tous deux de B, nous avons tracé sur la figure 6, gradués en Wb·m^{-2}, les lieux

$$\mu B \frac{e}{r} = f(\lambda).$$

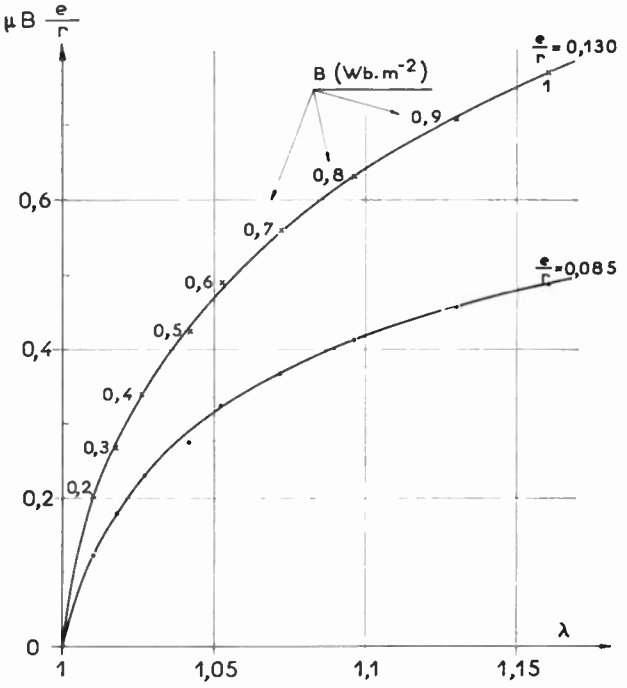


FIG. 6.

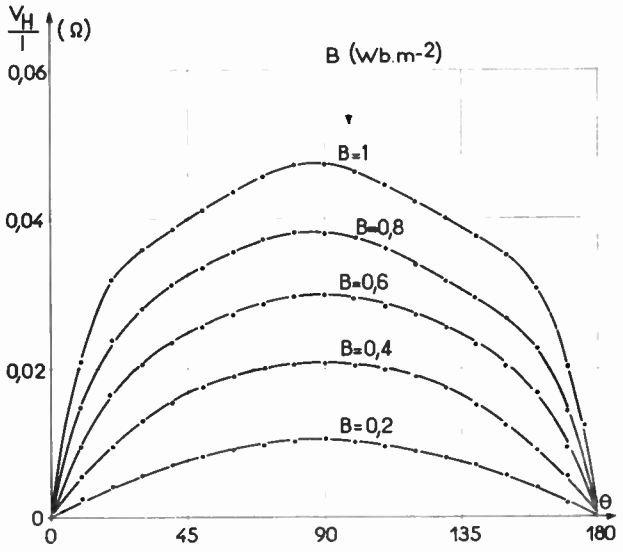


FIG. 7.

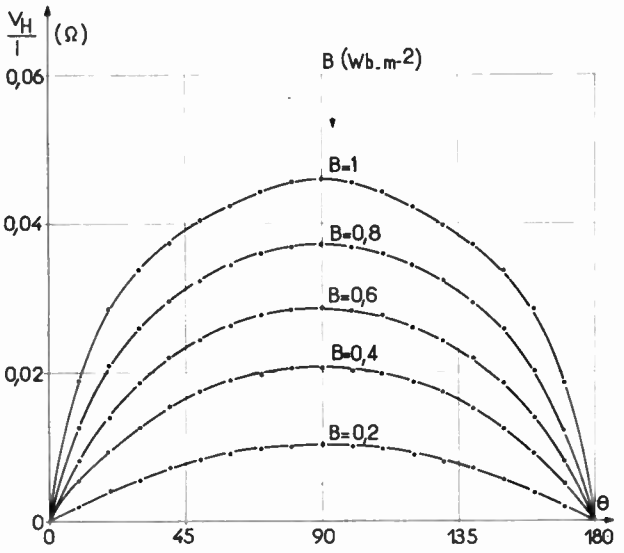


FIG. 8.

3.2. COURBES $V_H(\theta)$

Les figures 7 et 8 donnent, pour une alimentation de l'échantillon par un courant unique, l'amplitude de la tension V_H ramenée à l'unité de courant, en fonction de l'angle θ variant entre 0 et 180° (en raison de la symétrie), pour les deux valeurs du rapport e/r.

On remarque, comme prévu, que ces courbes sont indépendantes de e (donc du rapport e/r puisque r a la même valeur pour les deux échantillons) tant que $\mu B \frac{e}{r}$ reste faible, c'est-à-dire pour les faibles valeurs de B. ($B \leqslant 0{,}4$ Wb·m^{-2}).

Pour des valeurs de B analogues, les courbes sont sinusoïdales ; mais elles se déforment pour les valeurs supérieures de B, sous l'influence du paramètre λ. Celui-ci doit donc rester compris entre 1 et 1,02 (ce qui donne $-\eta B^2 = 0{,}04$).

3.3. COMPARAISON AVEC LES COURBES PRÉDÉTERMINÉES

En réalisant dans du papier conducteur les différents domaines déduits de l'échantillon d'origine par l'affinité de rapport $1/\lambda$, pour différentes valeurs de θ, et en mesurant au centre la composante E'_y du champ électrique, il est possible de prédéterminer la forme des courbes $V_H(\theta)$.

La figure 9 donne un exemple pour $\lambda = 1{,}2$. Sa forme est à rapprocher de celle de la courbe de la figure 8 correspondant à $B = 1$ Wb·m^{-2}.

3.4. TAUX D'HARMONIQUE 3

L'harmonique perturbateur dominant de ces courbes étant l'harmonique 3, nous calculerons, sur les courbes de la figure 7, sa valeur ou plutôt le rapport q de son amplitude à celle de l'onde fondamentale.

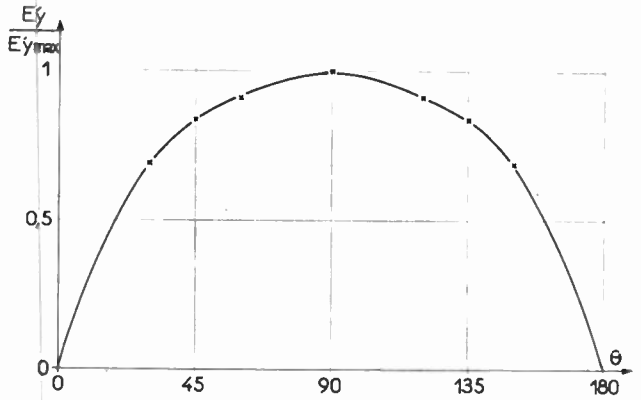


FIG. 9.

On obtient :

pour $B = 0{,}4$ Wb·m^{-2} $\quad q = 8$ %
pour $B = 0{,}1$ Wb·m^{-2} $\quad q = 0{,}25$ %.

Il semble donc que, pour les applications envisagées où une assez bonne précision est exigée sur le déphasage, cette valeur de $B = 0{,}1$ Wb·m^{-2} soit la meilleure.

4. Réalisation du déphaseur

La tension V_H due à un seul courant d'alimentation étant connue, il est possible d'alimenter l'échantillon par deux courants déphasés de 90°, selon le principe donné par la figure 1. Les contacts électriques étant supposés ponctuels, on peut appliquer le théorème de superposition : la tension totale recueillie entre les faces sera la somme des tensions V_H dues à chacun des deux courants. Si chacune des tensions V_H est bien sinusoïdale, nous aurons :

$$V_H = V_{H_1} + V_{H_2} = RBI\alpha(\sin\theta \cdot \sin\omega t - \cos\theta \cdot \cos\omega t)$$

$$V_H = -RBI\alpha\cos(\omega t + \theta),$$

α étant un coefficient géométrique.

Il est facile de voir que la précision du déphaseur, en supposant que la quadrature des courants d'alimentation soit parfaite et que la précision géométrique de la plaquette soit bonne, dépend surtout du taux d'harmonique 3 dans la réponse V_H à un seul courant.

Faisons un rapide calcul d'erreur, en admettant que les tensions V_H soient,

pour le courant 1 : $V_{H_1} = A(\sin\theta + q\sin 3\theta)\sin\omega t$

pour le courant 2 : $V_{H_2} = -A(\cos\theta + q\cos 3\theta)\cos\omega t$

$$V_H = A[(\sin\theta + q\sin 3\theta)\sin\omega t - (\cos\theta + q\cos 3\theta)\cos\omega t].$$

Soit ψ, voisin de θ, le déphasage de V_H sur $A\cos\omega t$;

$$\operatorname{tg}\psi = \operatorname{tg}(\theta + \Delta\theta) = \frac{\sin\theta + q\sin 3\theta}{\cos\theta + q\cos 3\theta} = \frac{\sin\theta(1 + 3q\cos^2\theta - q\sin^2\theta)}{\cos\theta(1 + 3q\sin^2\theta + q\cos^2\theta)}$$

$$\operatorname{tg}\theta + \frac{1}{\cos^2\theta}\Delta\theta \# \operatorname{tg}\theta(1 + 3q\cos^2\theta - q\sin^2\theta + 3q\sin^2\theta - q\cos^2\theta) = \operatorname{tg}\theta(1 + 2q).$$

$$\frac{1}{\cos^2\theta}\Delta\theta = 2q\operatorname{tg}\theta$$

$$\Delta\theta = 2q\sin\theta\cdot\cos\theta = q\sin 2\theta$$

$$\boxed{(\Delta\theta)_{max} = q}$$

Il semble donc possible d'obtenir une assez bonne précision puisque nous avons vu que le taux d'harmoniques q peut être réduit à quelques millièmes ; dans ces condition $\Delta\theta$ sera de l'ordre d'une quinzaine de minutes d'angle.

Signalons, pour terminer, que le fonctionnement du déphaseur à effet Hall est indépendant de la température (dont l'influence limite en général l'utilisation des dispositifs à effet Hall). En effet, la grandeur intéressante θ, n'est pas concernée par les variations de la constante de Hall R avec la température.

5. Conclusion

Outre l'utilisation du présent dispositif, en déphaseur classique, signalons la possibilité de réaliser, grâce à l'adjonction d'un détecteur de phase, un résolveur [5] présentant sur les résolveurs classiques, l'avantage de s'affranchir de la sujétion des contacts glissants. Par suite des possibilités de miniaturisation de l'appareil, celui-ci semble devoir s'intégrer aisément dans une chaîne de servomécanismes de position.

Nous ne saurions terminer cet article sans remercier Monsieur le Professeur AIGRAIN à qui revient l'idée de cette étude ainsi que la Société Anonyme de Télécommunications qui a gracieusement fourni les premiers échantillons utilisés.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CHAMPNESS. — The transverse magnetoresistance effect in indium antimonide. *Journal of Electronics and Control*, vol. IV, n° 3, mars 1958.

[2] GODEFROY L. et TAVERNIER J. — Effets magnétoélectriques et thermoélectriques dans les semiconducteurs. *Journal de Physique*, tome 21, avril 1960, p. 249.

[3] BONNEFILLE R. et QUICHAUD G. — Etude d'un multipôle à effet Hall. *Revue générale de l'Electricité*, tome 71, décembre 1962, pp. 535-543.

[4] PERROT F. — Etude d'un détecteur de position à effet Hall. Thèse présentée à la Faculté des Sciences de Paris, juin 1964.

[5] HARAC S. et TISCHLER O. — Hall effect generators for solid state synchros and resolvers. *Electromechanical design*, janvier 1961, p. 14.

APPLICATION DES SONDES A TROU A L'ÉTUDE DES DÉCHARGES ÉLECTRIQUES DANS LES GAZ (*)

PAR

A. POZWOLSKI

Docteur de l'Université

1. Généralités

1.1. Propriétés des plasmas

Un plasma est un milieu ionisé où les concentrations des ions positifs et des électrons sont approximativement égales. Un élément de volume du plasma est donc neutre, en moyenne, et cette neutralité, en annulant les forces d'origine électrostatique, explique la grande conductivité électrique des plasmas. Par suite de leur masse élevée, les ions peuvent être considérés comme immobiles par rapport aux électrons et il a été possible de comparer le plasma à l'état métallique de la matière, caractérisé par un assemblage de noyaux chargés positivement immergés dans un « gaz » d'électrons libres [1].

Dans un plasma la proportion des particules chargées est généralement assez faible, de l'ordre d'une fraction du pour-cent. La distribution des vitesses des particules d'un plasma peut souvent être représentée par la fonction de distribution de Maxwell. Le nombre de particules dn_v par unité de volume du gaz dont les vitesses sont comprises entre v et $v + dv$ est :

$$dn_v = n\left(\frac{m}{2\pi kT}\right)^{3/2} e^{\frac{-mv^2}{2kT}} 4\pi v^2 dv \ , \qquad (1)$$

formulle dans laquelle :

m masse des particules,
T température absolue,
k constante de Boltzmann,
n nombre total des particules par unité de volume ou concentration.

En général les températures des ions, des électrons, et du gaz neutre, sont différentes et seront désignées respectivement par :

$$T_i \quad T_e \quad T_g$$

(*) Résumé de la thèse présentée par l'auteur à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris (mention Sciences, mars 1964).

L'équation (1) peut être établie par des considérations mécaniques ou statistiques [2]. Elle a pour conséquence l'équation de Boltzmann qui donne la concentration des particules dans un champ de force dérivant d'un potentiel.

Par exemple pour des particules chargées, soumises à un champ électrique, l'équation de Boltzmann est :

$$n = n_0 e^{\frac{-q(V-V_0)}{kT}} \qquad (2)$$

n_0 étant la concentration des particules au point où le potentiel est V_0 et q la charge des particules, prise en valeur algébrique.

L'étude des plasmas fait constamment intervenir la notion du libre parcours moyen $\bar{L}$. On démontre [3] que la fraction des libres parcours, qui sont supérieurs à une certaine longueur L, est donnée par :

$$F(L) = e^{-\frac{L}{\bar{L}}} \qquad (3)$$

1.2. Théorie des sondes

Une sonde est une électrode auxiliaire S placée entre l'anode et la cathode d'un tube à décharge. Si on mesure la densité du courant J capté par la sonde en fonction du potentiel de la sonde, on obtient une courbe appelée caractéristique de sonde d'où l'on peut déduire différents paramètres caractéristiques du plasma.

Nous posons : $V = V_s - V_p$, V_p étant le potentiel du plasma. La courbe $J(V)$ est représentée figure 1.

Nous avons relié aux différentes parties de cette courbe la représentation de l'état du plasma au voisinage de la sonde.

Lorsque la sonde est très négative, palier II', elle repousse les électrons et ne capte que les ions

positifs. La densité du courant ionique capté par la sonde est :

$$J_{oi} = e\, n_0 \sqrt{\frac{kT_i}{2\pi m_i}} \qquad (4)$$

n_0 densité ionique dans le plasma,
T_i température ionique.

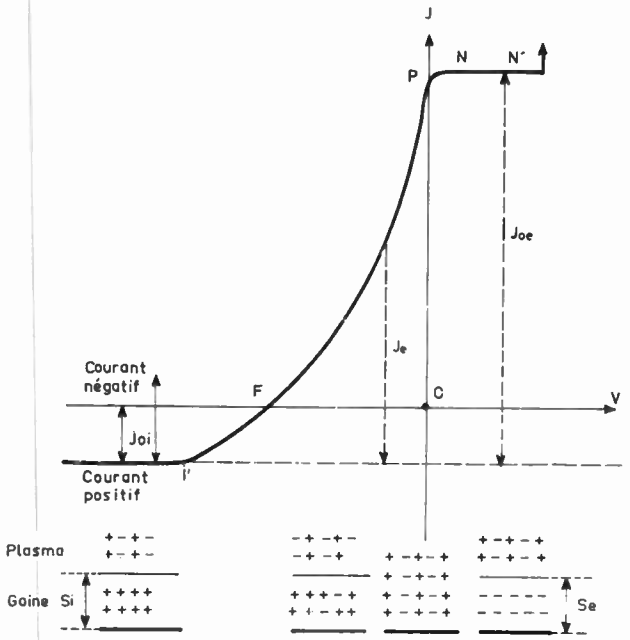


FIG. 1.

Lorsque la sonde est moins négative, quelques électrons, seulement ceux dont l'énergie est supérieure à eV arrivent à atteindre la sonde. La branche I' F P correspond à l'arrivée de plus en plus importante des électrons. Son équation, déduite de l'équation de Boltzmann, est :

$$J_e = J_{oe}\, e^{-\frac{eV}{kT_e}} \qquad (5)$$

avec :

$$J_{oe} = n_{oe} \sqrt{\frac{kT_e}{2\pi m_e}} \qquad (6)$$

T_e température électronique.

Enfin, lorsque la sonde est positive, elle repousse les électrons et il existe un palier horizontal N N' où la densité du courant électronique est fournie par (6).

L'exploitation des caractéristiques de sonde se fait comme suit :

a) Détermination de la température électronique : on utilise la branche I' F P et l'équation (5). En effet si on porte Log $J\,e$ en ordonnées et V en abscisses, on trouve une droite de pente $-\frac{e}{kT_e}$ d'où T_e .

b) La densité électronique n_0 s'obtient à partir du palier N N' et de la formule (6).

c) La densité ionique est égale à la densité électronique dans l'hypothèse d'un plasma.

d) La température ionique s'obtient à partir du palier I I' et de la formule (4).

e) Le potentiel flottant (point F) est la valeur du potentiel où la sonde ne capte, en moyenne, aucun courant. Il se mesure directement.

f) Le potentiel du plasma (point P) correspond à la cassure supérieure de la caractéristique de sonde. Il se mesure directement ou mieux se calcule à partir du potentiel flottant à l'aide de la formule :

$$J_{oi} = J_{oe}\, e^{-e\frac{(V_P - V_f)}{kT_e}}$$

1.3. Analogie entre les sources d'ions et les sondes - définition des sondes a trou

Au lieu de placer une électrode auxiliaire S ou sonde à l'intérieur de la décharge, nous avons disposé une électrode ϕ à l'extérieur de la décharge, suivant le schéma simplifié de la figure 2.

Sur cette figure, T représente un tube à décharge, M une enceinte où règne un vide poussé, D un mince diaphragme percé d'un petit trou. L'électrode ϕ peut être portée à un potentiel positif ou négatif par rapport à D. La distance entre ϕ et D est très inférieure au libre parcours moyen des molécules dans M. L'électrode ϕ reçoit, sans qu'il y ait de déionisation par choc, les porteurs de charge qui diffusent à travers le trou pratiqué dans le diaphragme D. Ainsi l'appareil de la figure 2 se comporte comme une source d'ions fonctionnant par diffusion. D'autre part, la courbe donnant le courant i capté par l'électrode ϕ en fonction de la différence de potentiel. $V_D - V\phi$, représente des analogies avec les caractéristiques de sonde lesquelles seront précisées plus loin.

Nous avons appelé « sonde à trou » le système formé par l'électrode ϕ et le diaphragme D. L'étude détaillée des sondes à trou fera l'objet des paragraphes qui suivent.

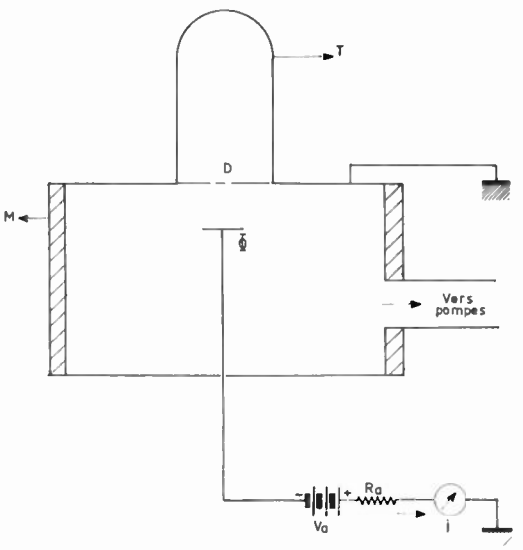


FIG. 2.

2. Application des sondes à trou à l'étude des décharges électriques en haute fréquence

2.1. Réalisation expérimentale

La source d'ions est constituée par un tube de verre en pyrex qui s'applique de façon étanche sur l'enceinte où l'on maintient le vide. La décharge en haute fréquence, du type capacitif, est entretenue par deux électrodes extérieures au tube (voir cliché de la figure 3).

L'admission du gaz se fait par un robinet à valve et la pression, à l'intérieur de la source d'ions, est mesurée à l'aide d'une jauge de Pirani.

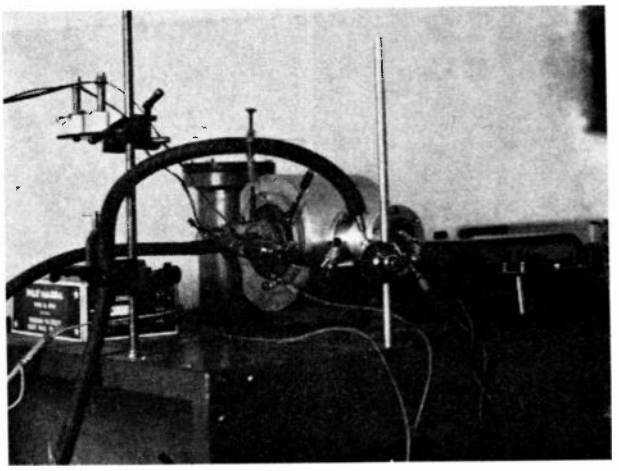


Fig. 3.

L'installation de pompage comprend deux pompes à diffusion à vapeur de Hg, mises en série et amorcées par une pompe à palette. La vitesse de pompage à la sortie du dernier étage est de 60 l/s sous une pression 10^{-4} torr. L'influence des canalisations — décrite par la formule de Clausing — donne une vitesse de pompage de 16 l/s, à la sortie de la source d'ions. La qualité du vide en aval de la source d'ions est appréciée à l'aide d'une jauge à ionisation.

Quant à l'électrode de ϕ c'est un cylindre creux formant cage de Faraday. Cette disposition prévient en effet l'émission secondaire due à l'impact d'ions positifs. L'émetteur de haute fréquence est un auto-oscillateur à couplage grille-plaque non piloté, fournissant 300 W à la fréquence de 55 MHz.

2.2. Les caractéristiques de sonde a trou

Posons $V = V_D - V_\phi$, soit i le courant capté par le collecteur ϕ. Les courbes représentatives de la relation $i - f(V)$ sont données figure 4.

Ces courbes sont relatives à un trou de sortie des ions, de rayon égal à 0,5 mm, sauf la courbe $I_4I'_4N_4N'_4$, relative à un trou plus petit (r = 0,25 mm).

Ces courbes présentent des analogies avec les caractéristiques de sonde qui s'expliquent aisément. En effet, par suite de la tension appliquée entre D et ϕ (fig. 2), les surfaces équipotentielles pénètrent à travers le trou O du diaphragme. Le courant capté par ϕ est donc égal à celui que recevrait une petite

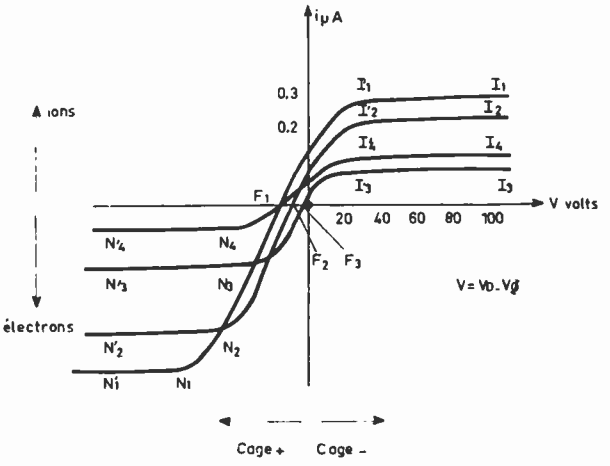


Fig. 4.
Courbe $I_1I'_1N_1N'_1$: $P = 10^{-2}$ torr.
» $I_2I'_2N_2N'_2$: $P = 2.10^{-2}$ torr.
» $I_3I'_3N_3N'_3$: $P = 6.10^{-2}$ torr.
» $I_4I'_4N_4N'_4$: $P = 10^{-2}$ torr.

sonde placée en O et portée à un potentiel égal à celui de la surface équipotentielle qui passe par ce point [5].

Nous avons observé que le rapport des ordonnées des paliers II′ et NN′ dépendait de l'état de la surface métallique du diaphragme. Cet effet a été aussi mentionné dans le cas des sondes vraies [6].

2.2.1. *Interprétation des paliers*

On sait que les surfaces, à l'intérieur d'un tube à décharge, sont recouvertes par une gaine d'ions positifs. Si on pratique un trou de rayon r dans le diaphragme D, les bords de ce trou sont recouverts par la gaine d'épaisseur s, tandis que le plasma fait saillie dans la région centrale [7], de rayon $r-s$, le courant ionique de saturation étant obtenu au moment ou le plasma est repoussé au niveau du trou.

La gaine ne pouvant pas fournir d'électrons, on conçoit que l'allure de la courbe $i = f(V)$ dépendra essentiellement des dimensions relatives 2 r du trou et de l'épaisseur s de la gaine.

Le courant ionique de saturation vaut :

$$i_m = \pi r^2 J_{oi}$$

Le courant électronique de saturation vaut :

$$I_M = \pi(r-s)^2 J_{oe}$$

Le rapport de ces courant vaut ici :

$$\frac{i_m}{i_M} = \left(\frac{r}{r-s}\right)^2 \frac{J_{oi}}{J_{oe}}$$

tandis que, pour les sondes vraies, il vaut :

$$\frac{J_{oi}}{J_{oe}} = \sqrt{\frac{T_i m_e}{T_e m_i}}$$

Comme $T_i < T_e$ et $m_e \ll m_i$, on a pour les sondes vraies :

$$i_m \ll i_M$$

Cette relation ne subsiste, pour les sondes à trou, que si $r \gg s$. Si $r \# s$, il y a blocage de courant électronique.

Calcul de la densité ionique

Le nombre de molécules de gaz diffusant par seconde est :

$$N_g = N_a \sqrt{\frac{\pi}{2RM_g}} \frac{p_g}{T_g} r^2$$

N_a nombre d'Avogrado.

On a une formule analogue pour le débit ionique et :

$$\frac{N_i}{N_g} = \sqrt{\frac{M_g}{M_i}} \sqrt{\frac{T_g}{T_i}} \frac{p_i}{p_g} = \frac{n_i}{n_g} \sqrt{\frac{M_g}{M_i}} \sqrt{\frac{T_i}{T_g}}$$

n_i et n_g étant les concentrations des ions et du gaz neutre.

Mais on a sensiblement $T_i \# T_g$; de plus, dans un gaz monoatomique comme l'argon $M_i = M_g$.

Ainsi à la pression de 5.10^{-3} torr, nous avons observé un courant d'ions i_m correspondant à $N_i = \frac{i_m}{e} = 4{,}7 \cdot 10^{13}$ ions/s. Le débit gazeux étant $1{,}3.10^{16}$ mol/s cela correspond à un pourcentage d'ions d'environ 0,3 %. Quant à la densité électronique, elle est égale à la densité ionique, dans l'hypothèse d'un plasma.

2.2.2. *Etude de la courbe de jonction des paliers*

L'interprétation est possible quand le trou est suffisamment petit pour que la majorité des ions puissent être considérés comme extraits de la gaine (fig. 5). Le point N correspond alors à l'arrivée des ions les plus rapides d'énergie eV_g. Nous admettrons, comme on le fait pour le calcul de la mobilité ionique, qu'au cours de leur traversée de la gaine, les ions qui ont subi des collisions avec les particules neutres n'ont acquis qu'une énergie négligeable. Soit x la distance d'un point de la gaine au diaphragme et soit

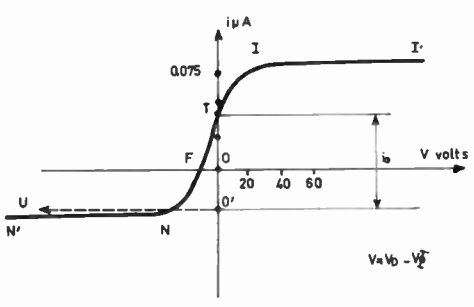


FIG. 5.

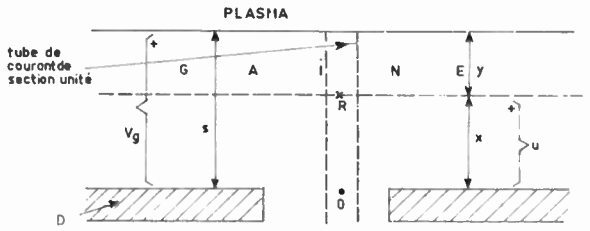


FIG. 6.

U le potentiel en ce point (fig. 6). La fraction du courant provenant des ions dont l'énergie est $> eU$ est :

$$i = i_0 e^{-\frac{x}{\bar{L}}} \qquad (7)$$

$\bar{L}$: libre parcours moyen.

D'autre part, avec les notations de la figure 6, la répartition du potentiel dans la gaine, dont nous ne négligeons pas l'épaisseur, est :

$$\frac{U}{V_g} = 1 - \left(1 - \frac{x}{s}\right)^{4/3} \qquad (8)$$

L'élimination de x entre les équations (7) et (8) donne :

$$\frac{i}{i_0} = e^{-\frac{s}{\bar{L}}} \left[1 - \left(1 - \frac{U}{V_g}\right)^{2/3}\right] \qquad (9)$$

C'est l'équation de la branche NFT dans le système d'axes $O'i$ et $O'U$ de la figure 5.

Pour de faibles valeurs de U, la relation (3) représente une droite de pente $A = \frac{2s}{3\bar{L}V_g}$, on en déduit l'épaisseur $s = \frac{3\bar{L}V_g A}{2}$ de la gaine, soit ici 0,23 cm.

Cette épaisseur est supérieure au diamètre $d = 0{,}05$ cm du trou, ce qui est conforme aux hypothèses faites.

2.3. COMPARAISON ENTRE LA MÉTHODE DES SONDES A TROU ET CELLE DES SONDES ORDINAIRES

Avec le méthode des sondes ordinaires, on calcule d'abord la température électronique, puis on en déduit la concentration électronique et la concentration ionique, puis enfin la température ionique.

La méthode des sondes ordinaires est mal adaptée à l'étude des décharges en haute fréquence où il est difficile de définir une température électronique. De plus, une sonde conductrice soumise à un champ électrique de haute fréquence s'échauffe et peut émettre des électrons thermoioniques, ce qui fausse complètement le palier II′ de la figure 1, ainsi que la courbe I′F.P.

Cet inconvénient n'existe pas avec les sondes à trou qui, de plus, respectent la géométrie de la décharge.

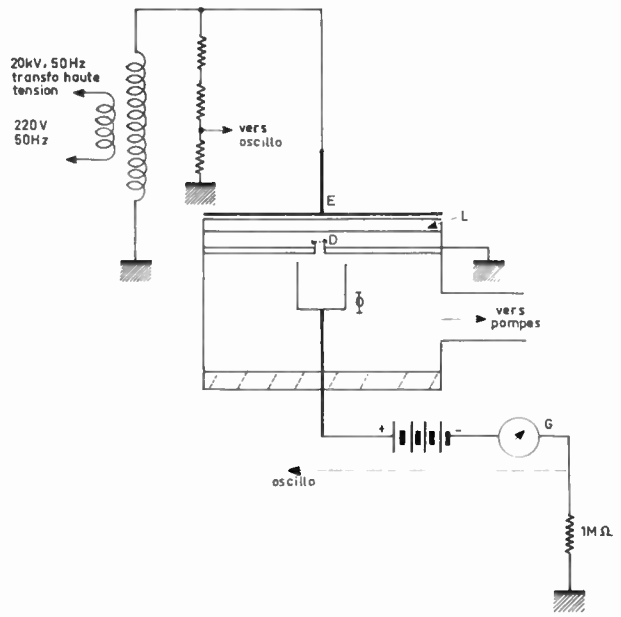


FIG. 7.

Moyennant une hypothèse sur la température ionique, les sondes à trou permettent le calcul de la densité ionique, puis de la densité électronique, même en haute fréquence.

3. Application des sondes à trou à l'étude de la décharge électrique dans les ozoniseurs

3.1. Réalisation expérimentale

L'ozoniseur est formé par une électrode E (fig. 7) portée à une haute tension alternative par rapport à la masse (diaphragme D). Une lame de verre L, épaisse de 2 mm est interposée entre E et D. Une cage de Faraday ϕ, placée en face de D, fonctionne comme une sonde à trou et le courant qu'elle recueille mesure la densité électronique dans l'ozoniseur.

La valeur moyenne de ce courant est mesurée par un galvanomètre G, tandis que sa valeur instantanée et celle de la tension appliquée sont observées à l'oscillographe.

Dans l'expérience, l'épaisseur d'air d entre L et D était variable. On a constaté que pour $d < 8$ mm, le fonctionnement de l'appareil était très instable. Pour les essais décrits, on a choisi $d = 10$ mm.

3.2. Role de la tension

Lorsque la tension alternative appliquée U augmente, le courant électronique mesuré par G croît régulièrement. En réalité, le rôle de la tension est plus complexe, comme le montrent les oscillogrammes (*a*), (*b*), (*c*) de la figure 8 qui correspondent respectivement à des tensions appliquées de 17, 11,5 et 3,5 kV.

On voit apparaître sur ces oscillogrammes des pics de courant dont la hauteur n'est pas affectée, seul leur nombre varie, l'application d'une tension élevée aboutissant à un grand nombre de décharges élémentaires.

La répétition de ces décharges se fait par un mécanisme qui rappelle les oscillations de relaxation.

En effet un ozoniseur peut être considéré comme formé par deux condensateurs C et C', montés en série, le premier à diélectrique gazeux, le second à diélectrique solide. On a d'ailleur $C \ll C'$, ce qui fait qu'avant la première décharge, presque toute la tension appliquée est supportée par le diélectrique gazeux. V_0 désignant le potentiel disruptif du gaz, V la tension aux bornes du condensateur à diélectrique gazeux, V' la tension aux bornes du condensateur à diélectrique solide, et U la tension appliquée, on a, pour $0 < t < t_1$ (t_1 époque du premier claquage) :

$$V = U$$
$$V' = 0$$

A l'époque $t = t_1$, il y a claquage du diélectrique gazeux ce qui annule sensiblement le champ dans sa région :

$$V = 0$$
$$V' = V_0$$
$$U = V_0$$

L'évolution des tensions pour $t > t_1$ peut s'obtenir à partir du théorème d'électrostatique sur la superposition des états d'équilibre. On trouve :

$$V = (U - V_0)\frac{C}{C+C'} \# U - V_0$$

$$V' = V_0 + (U - V_0)\frac{C}{C+C'} \# V_0$$

La tension supportée par le diélectrique solide reste constante, celle supportée par le diélectrique gazeux suit la tension appliquée avec un décalage égal à V_0.

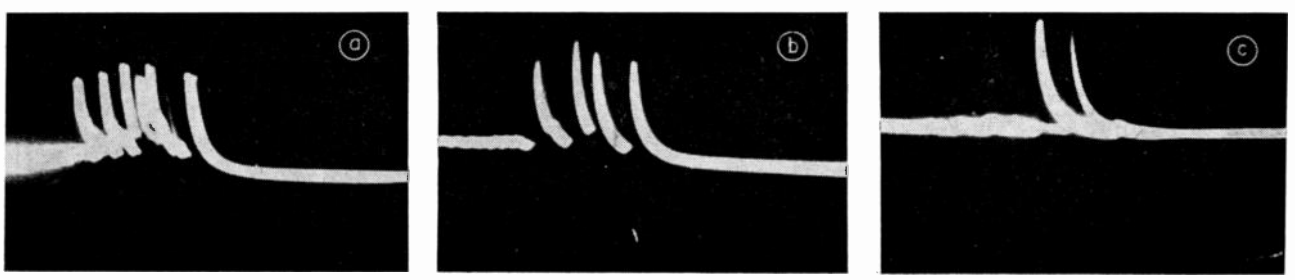


FIG. 8.

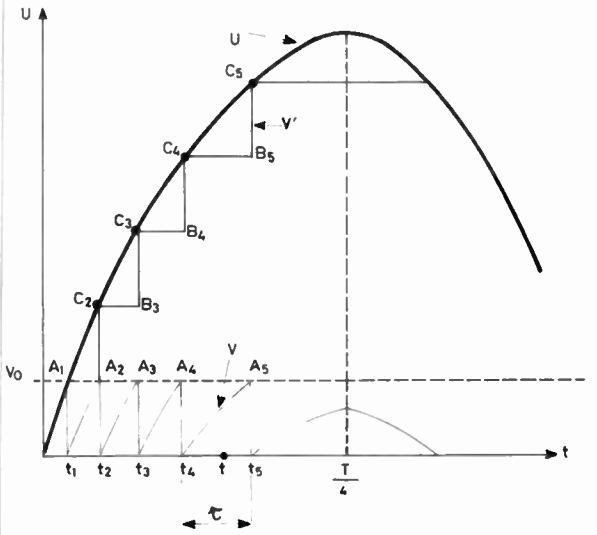


FIG. 9.

Lorsque $t = t_2$ (second claquage), la tension supportée par le diélectrique solide remonte à 2 V_0 et un processus analogue se répète.

La courbe donnant la tension supportée par le diélectrique gazeux est donc une courbe en dents de scie qui suit la tension appliquée avec des décalages égaux successivement à V_0, 2 V_0, 3 V_0, etc (fig. 9).

La pseudo-période de ces oscillations est :

$$\tau = \frac{V_0}{\frac{dU}{dt}} = \frac{V_0}{U_m \omega \cos wt}$$

soit pour $t = \frac{T}{8}$, 0,9 ms, en accord avec les résultats expérimentaux (on avait $V_0 = 3$ kV, $U_m = 15$ kV).

On remarquera que cette méthode d'étude de l'effluve présente l'avantage de séparer radicalement le courant dû au transport effectif des centres chargés de celui qui traverse l'appareil [8], du fait de sa capacité et indépendamment de toute décharge.

4. Conclusion

Des décharges électriques de types assez différents ont été étudiées par la méthode des sondes à trou.

Elles donnent des résultats qui complètent ceux fournis par les sondes vraies. Ainsi elles fournissent directement la densité ionique qui, pour les sondes vraies, est déduite de la densité électronique.

Cette méthode s'est montrée intéressante pour l'étude des décharges électriques en haute fréquence, car la méthode des sondes vraies y est d'une application difficile.

Elle s'est également révélée utilie pour l'étude du mécanisme de la décharge électrique dans les ozoniseurs ; elle a permis d'obtenir une image nette des phénomènes en éliminant le courant qui traverse l'appareil, par suite de sa capacité.

Ce travail a été accompli au Laboratoire de Radioélectricité sous la direction de Monsieur le Professeur GRIVET, auquel l'auteur exprime sa vive reconnaissance pour les conseils éclairés et judicieux qu'il lui a fournis.

L'auteur remercie également Monsieur le Professeur BERTEIN et Monsieur SEPTIER pour l'intérêt qu'ils ont témoigné à son étude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DOW W.G. — Fondamentals of Engineering electronics, J. Willey, 1948.
[2] JEANS J. — Théorie Cinétique des Gaz.
[3] MILLMANN. — Seely Electronics. Mac Graw Hill 1951.
[4] COBINE. — Gaseous Conductors Dones Publication, New York, 1958.
[5] BERTEIN F. et POZWOLSKI A. — *C. R. Ac Sciences*, pp. 2517-2519, t. 242, 23-5-56.
[6] MEDICUS A., WEHNER G. — *Jour. App. Phys.*, **23**, 1952, p. 1028.
[7] VAN de GRAFF. — *Jour. App. Phys.*, **12**, 132, 1941.
[8] MANLEY T.C. — 84e Congrès Général, New York, 14 octobre 1943.
[9] BOUTRY. — Physique appliquée aux Industries du vide et de l'électronique, Riber, Paris 1959.
[10] BRINER, KOVALIV, SPRETER. — *Bulletin de la Société de Chimie Belge*, 62, 55, 1953.
[11] CHENOT M. — *Annales de Physique*, 3, 277, 1948.
[12] CHILD C.D. — *Phys. Rev.*, 32, 492, 1911.
[13] EUBANCK, PECK, TRUELL. — *Rev. Scient. Inst.*, 25-10, octobre 1954.
[14] HALL R.N. — *Rev. Scient. Instr.*, 19-12, décembre 1948.
[15] LOEB L.B. — *Rev. Mod. Phys.*, 20, 151, 1948.
[16] DELCROIX. — Introduction à la Théorie des Gaz ionisés, Dunod, Paris 1959.
[17] CHAPMAN et COWLING. — Mathematical Theory of non uniform gases, Cambridge at the University Press (1960).
[18] BAYET. — Physique électronique des gaz et des solides (Masson), Paris.
[19] DUBUS. — Méthode de mesure de la permittivité complexe d'un plasma. Proc. of the VIth International Conference on ionisation phenomenas in gases, Paris 1963.
[20] POPOULAR. — Phénomènes électriques dans les gaz, Dunod, Paris 1963.

Léon BOUTHILLON

1884 - 1964

M. Roger AUBERT, *Directeur Technique de la CSF et ancien Président de la SFER, a rendu hommage à la mémoire de* Léon BOUTHILLON, *ancien Président de notre Société, au cours de la réunion plénière du 2 décembre 1964. Il s'est exprimé en ces termes :*

Monsieur le Président,

Mesdames, Messieurs,

J'ai le triste privilège de rappeler ce soir la mémoire d'un de nos anciens Présidents, Léon BOUTHILLON, décédé cet été, le 4 août, à St-Amand-Jartoudeix dans sa 81e année.

Léon BOUTHILLON était né à Nemours le 4 mars 1884.

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, après une année de service militaire au Mont Valérien, il suit en 1907 les cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité, puis en 1908 ceux de l'Ecole Supérieure des Postes et Télégraphes. Fin 1908 il est nommé Ingénieur au Service de la TSF.

De 1908 à 1911 il est chargé d'un certain nombre de missions techniques. En 1912, il est à Londres comme délégué de la France à la « Conférence Radiotélégraphique Internationale ».

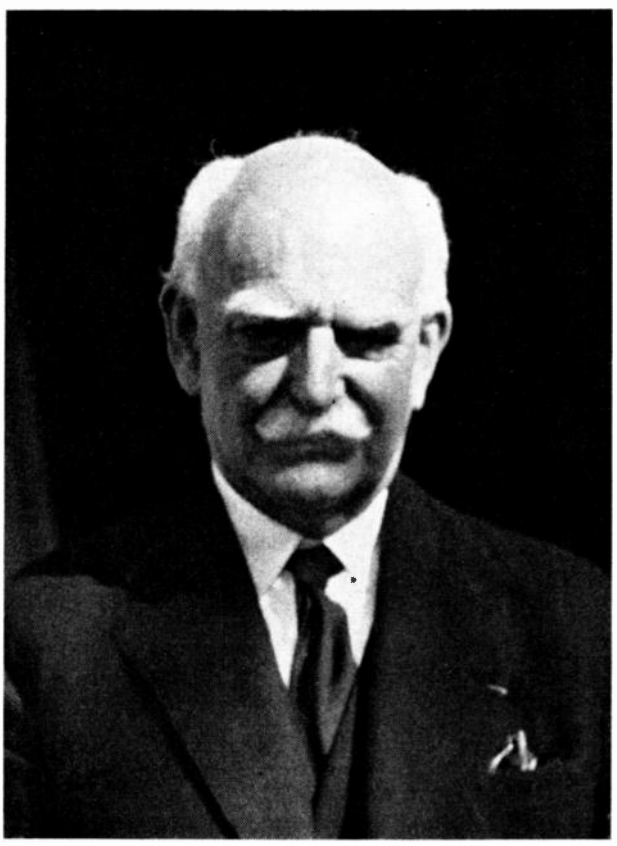
En 1914, mobilisé comme lieutenant au 8e Génie, il est affecté à l'Etat Major Général de la Marine et établit un certain nombre de stations en Algérie, en Tunisie et en Corse.

En 1916 il est membre du Comité Technique des Postes et Télégraphes.

En 1917, il est chargé, avec MM. POMEY et VALENSI, d'une mission d'études aux U.S.A. et rédige un important rapport sur les « Radiocommunications à grande distance et le Réseau transocéanique français ».

Mis hors cadre en 1918, il est chargé des fonctions d'Ingénieur-en-chef, Directeur du Service Central de Télégraphie Sans Fil. Il prépare en cette qualité le programme des radiocommunications des P.T.T., radiocommunications transocéaniques, radiocommunications intérieures et radiocommunications maritimes.

Il développe à cette occasion le matériel à étincelles musicales et, par la suite, il préconise l'établissement de liaisons radiotéléphoniques internationales comme complément indispensable des liaisons radiotélégraphiques.



En 1921, il demande sa mise en disponibilité et entre au groupe de la Compagnie Générale de TSF, en qualité d'Inspecteur Général des Exploitations de la Compagnie et de ses filiales et associées.

Il organise l'Ecole pratique de Radioélectricité pour la formation technique des opérateurs et techniciens radiotélégraphistes et est nommé, à cette époque, membre du Comité Français de Radiotélégraphie Scientifique présidé par le Général FERRIE.

En 1926, il est délégué de l'Industrie Française à la Conférence Télégraphique Internationale de Paris. En 1929, il représente encore l'industrie à Berlin et en 1932 à Madrid.

A partir de 1945, Léon BOUTHILLON s'occupe plus particulièrement du Département Brevets de la CSF (il était Vice-Président du Comité Brevets) et, ces dernières années, il effectue sur ce sujet deux études monumentales :

— la première, sur les brevets relatifs aux semiconducteurs et à leurs applications, ne comportent pas moins de sept volumes et fit l'admiration de la Bell Telephone elle-même,

— la seconde, sur la télévision en couleurs, dont les derniers chapitres étaient encore en cours de rédaction quand la mort l'a surpris.

Il fit pendant de nombreuses années partie du Comité des Recherches de la CSF et du Comité des Etudes de la SFR.

Rien que cette énumération, bien incomplète d'ailleurs, des phases principales de sa carrière professionnelle montre que cette dernière fut bien remplie.

Mais Léon BOUTHILLON ne savait pas rester inactif et ses activités para-professionnelles sont au moins aussi nombreuses.

D'un caractère précis et scientifique, il a à cœur de mettre, noir sur blanc et d'une façon précise, les théories alors en pleine évolution de la radioélectricité.

Il publie sur ce sujet un grand nombre d'articles.

Parmi ses travaux scientifiques, on peut citer ses études sur les interférences et les ondes dirigées, sur la réflexion et la réfraction des ondes au voisinage du sol, de nombreuses études sur la propagation et un certain nombre d'expériences, avec des aériens de grande hauteur (500 m) tendus entre des pics

montagneux, de nombreux articles sur l'application de la formule d'AUSTIN-COHEN et l'établissement d'un abaque pour le calcul des portées, des articles sur le rôle du soleil dans les transmissions et la formation de la couche d'HEAVISIDE.

En ce qui concerne les matériels, il s'intéresse aux alternateurs, aux postes à étincelles, aux mesures d'amortissement, à l'acoustique, à l'étude expérimentale des récepteurs téléphoniques et à la télévision naissante.

J'ai pu noter sur ces questions plus d'une soixantaine d'articles — et j'en ai certainement oublié — que Léon BOUTHILLON a publiés dans de très diverses revues, telles que la Revue TSF, l'Onde Electrique, le Bulletin de la SFE, le Bulletin de la Société Française de Physique, les Annales des P.T.T., Radioélectricité, la RGE, le Journal Télégraphique, la Revue Electrique, The Electrician, les Proceedings of I.R.E., etc., sans compter un certain nombre de comptes rendus à l'Académie des Sciences.

Mais, non content de publier des « Articles » au fur et à mesure des questions à l'ordre du jour, Léon BOUTHILLON avait entrepris la rédaction d'ouvrages didactiques correspondant, pour la plupart, à ses activités d'enseignement, que j'évoquerai tout à l'heure.

Parmi ceux-ci, on peut citer :

— En collaboration avec G. PETIT, Ingénieur des P.T.T., un ouvrage intitulé « la Télégraphie Sans Fil, la Téléphonie Sans Fil, applications diverses ».

— La révision et mise à jour du fameux traité d'Eric GÉRARD, de l'Institut Montefiore sur l'Electricité et le Magnétisme, destiné à l'enseignement supérieur,

— Le cours pratique d'Electricité Industrielle, destiné à l'enseignement technique moyen,

— Une introduction à la Physique Moderne.

— Enfin un important ouvrage en plusieurs volumes, mais dont malheureusement les derniers n'ont jamais été publiés, intitulé « Théorie et pratique des Radiocommunications » et correspondant au cours de Radioélectricité qu'il professait à l'Ecole Supérieure des P.T.T.

Léon BOUTHILLON exerça son activité d'enseignement, non seulement à l'Ecole Supérieure des P.T.T. mais encore à l'Ecole Polytechnique où il fut répétiteur et examinateur pour la Physique.

Léon BOUTHILLON faisait partie de nombreuses sociétés savantes.

Tout d'abord la nôtre, dont il était membre depuis 1921,

— Membre du Conseil en 1927 à 1929 et de 1931 à 1933,

— Vice-Président de 1937 à 1944 et

— Président en 1945.

Il était fellow de l'Institute of Radio Engineers, Membre de la Société Française de Physique et membre de la Société Française des Electriciens depuis 1908, il fut Président de section et membre du Conseil de cette dernière de 1947 à 1949.

Entre les années 1930 et 1939 il a participé à plusieurs conférences administratives à l'Union Internationale des Communications et au Comité Consultatif International des Radiocommunications.

Enfin il eut une action excessivement importante au sein du Groupe de Travail du vocabulaire des Radiocommunications.

Comme professeur, Léon BOUTHILLON a toujours eu le souci de relier ses exposés techniques aux bases les plus sûres des sciences fondamentales mathématiques et physiques. Il avait ainsi acquis une expérience exceptionnelle dans le choix de l'expression et l'établissement de définitions précises. Il était donc particulièrement qualifié pour la Présidence du Groupe de Travail du Vocabulaire des Radiocommunications, poste qui lui fut confié en 1957 par la Commission responsable de ce vocabulaire au sein du Comité Electronique Français.

Depuis la parution de l'ancien Vocabulaire Electrotechnique International devenu complètement insuffisant dans le domaine radioélectrique, le soin de fixer en langue française la terminologie de notre profession avait été abandonnée aux initiatives individuelles occasionnelles. Une première Commission avait achevé en 1957 de rassembler la plus grande partie de ces contributions éparses, avec lesquelles il restait à construire un édifice suffisamment ordonné et cohérent. Léon BOUTHILLON se charge personnellement, au sein du groupe, d'en édifier les fondations en étudiant patiemment, à partir des bases mathématiques et physiques, les expressions justes convenant à chaque ensemble de termes fondamentaux. Il traça les plans détaillés de l'ouvrage et édicta les règles permanentes auxquelles devait être soumise la rédaction, laissant, en général à ses collaborateurs plus jeunes, le soin des termes techniques de la pratique.

Au mois d'août 1964, plus de deux mille termes avaient été étudiés et classés sous sa direction, sur les trois mille ou plus qui doivent faire l'objet de huit fascicules séparés. Quatre de ces fascicules étaient pratiquement prêts pour la publication ; deux ont été publiés à ce jour, et deux sont en composition.

Malheureusement, notre regretté collègue n'aura pas vu une seule des publications de ce travail auquel il était tant attaché et dont il était le premier à regretter les lenteurs. Mais il a tracé une voie droite et sûre, et ses collaborateurs s'attacheront à achever cette œuvre, grâce aux nombreuses études laissées par leur maître, études que sa modestie et sa rigueur empêchaient de communiquer avant complet achèvement.

Léon BOUTHILLON avait également été chargé de diriger la rédaction française d'un Vocabulaire International des Radiocommunications, en cours d'établissement au titre de la Commission Electrotechnique Internationale, sous Secrétariat Britannique.

Il avait collaboré à l'établissement d'autres Vocabulaires comme celui d'Electro-acoustique, de Semiconducteurs, puis à un groupe de Vocabulaires de mathématiques, dont l'un, qui concerne la théorie des ensembles et porte nettement la marque de ses idées personnelles, est actuellement en cours d'homologation.

La longue énumération, encore que bien simplifiée et bien incomplète, des travaux de Léon BOUTHILLON que je viens de citer, montre l'extrême activité qu'il déploya, tout au long de sa carrière, carrière qui ne se termina pas à l'époque officielle de sa retraite mais qui dura jusqu'au dernier souffle de sa vie.

Bien que de deux ou trois générations plus ancien que nos plus jeunes membres, ceux-ci ont pu souvent le rencontrer avec son auréole de cheveux, d'un blanc immaculé, à nos séances mensuelles ou à nos réunions de sections auxquelles il était resté très assidu ; et tous ceux qui l'ont bien connu sont restés étonnés de l'extrême vivacité intellectuelle qu'il conserva jusqu'à sa mort. Grâce à sa culture scientifique très étendue, il s'adapta avec une facilité déconcertante aux disciplines et aux techniques les plus modernes, desquelles avaient « décroché » bien des techniciens ou scientifiques plus jeunes que lui.

Son extrême simplicité, sa modestie et sa bonté naturelles, qui n'étaient que le reflet de ses convictions profondes, rendaient son commerce particulièrement agréable, aussi est-ce avec un profond regret que tous ceux qui furent ses amis l'ont vu disparaître.

A sa famille ici présente, à sa femme, à ses enfants, la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens renouvelle ses bien sincères condoléances et les assurent du souvenir qu'elle gardera de son Ancien Président.

Je veux en terminant remercier tous ceux qui m'ont aidé à retracer la carrière de Léon BOUTHILLON et, en particulier Monsieur le Colonel LOCHARD, son collègue à la Commission du Vocabulaire, qui m'a fourni les précieux renseignements correspondant à son intense activité au sein de cette Commission.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron nº 107 du C.N.E.T. en 10^{-10}.
(-74.10^{-10})

Valeurs journalières moyennes
pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h T.U.

Décembre 1964	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NBA 24 kHz	NPM 26,1 kHz
1	—149,4	—146,9	—147,4	—
2	—147,4	—146,9	—146,2	—
3	—147,9	—	—	—
4	—148,1	—146,8	—	—
5	—147,3	—147,2	—	—
6	—147,9	—147,1	—	—
7	—149,2	—147,0	—	—
8	—148,2	—146,9	—	—
9	—148,9	—146,5	—	—
10	—148,8	—147,7	—	—
11	—	—	—	—
12	—	—	—	—
13	—	—	—	—
14	—	—	—	—
15	—147,4	—	—	—
16	—147,5	—	—	—
17	—147,6	—	—	—147,1
18	—147,9	—147,1	—146,4	—148,0
19	—148,8	—148,1	—147,4	—148,0
20	—148,5	—147,5	—147,5	—148,2
21	—147,7	—147,7	—147,1	—148,7
22	—146,9	—147,4	—146,5	—148,7
23	—147,7	—147,8	—147,2	—148,5
24	—150,4	—147,4	—147,5	—145,5
25	—146,3	—147,8	—146,6	—145,8
26	—147,8	—146,7	—146,7	—146,1
27	—146,9	—147,2	—	—145,1
28	—147,8	—147,2	—147,7	—146,2
29	—148,7	—147,2	—147,6	—
30	—147,9	—147,3	—147,6	—
31	—147,5	—147,4	—148,1	—148,0

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *l'Onde Electrique*, janvier 1965, p. 139

VOCABULAIRE DES RADIOCOMMUNICATIONS

En 1952 et 1953, les lecteurs de *l'Onde Electrique* ont pu voir, dans plusieurs numéros, des extraits du Vocabulaire des Radiocommunications et du Vocabulaire de l'Electronique qui étaient à l'époque en cours de rédaction. Le travail entrepris par le Comité Electrotechnique Français a été, depuis lors, poursuivi sans relâche mais n'avait jusqu'ici donné lieu qu'à des documents à diffusion restreinte.

Le Groupe de Travail chargé du Vocabulaire des Radiocommunications, qui était placé depuis 1957 sous la présidence du regretté Léon BOUTHILLON, ancien Président de la S.F.E.R., a mené activement la mise au point de l'édition qui est maintenant en cours de publication.

L'importance du domaine que couvre cette publication a conduit à diviser le document en huit fascicules dont nous donnons la liste ci-dessous :

Groupe 60 — Radiocommunications : Termes généraux.

Groupe 61 — Radiocommunications : Réseaux électriques et Electronique.

Groupe 62 — Propagation des ondes radioélectriques.

Groupe 63 — Technique radioélectrique générale : Antennes, Emetteurs et Récepteurs radioélectriques.

Groupe 64 — Services et Stations radioélectriques ; Exploitation des Radiocommunications : Services fixes, Services spatiaux, Services mobiles.

Groupe 65 — Radiotélégraphie et Radiotéléphonie.

Groupe 66 — Radiodiffusion : Radiodiffusion sonore, Télévision.

Groupe 67 — Radiorepérage : Radiogoniométrie, Radiodétection, Radionavigation.

La division en fascicules a l'avantage de permettre l'édition des parties terminées sans attendre l'achèvement de l'ensemble. C'est ainsi que, d'ores et déjà, les fascicules 60 et 66 sont publiés et proposés à l'homologation comme normes françaises ; les fascicules 63 et 67 sont sous presse.

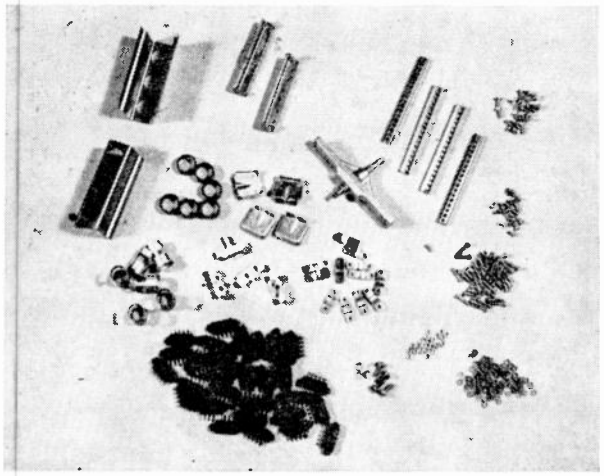
Dans un domaine soumis à une évolution aussi rapide, la rédaction du Vocabulaire est une œuvre ingrate parce qu'elle aboutit à des documents qui doivent être sans cesse révisés. Trop peu de personnes collaborent à ces révisions et le Comité Electrotechnique Français souhaite que les utilisateurs du Vocabulaire des Radiocommunications apportent leur pierre à l'édifice en lui faisant part, sans retard, des observations que l'usage de cet ouvrage leur suggère, et surtout des additions qu'ils désireraient proposer en vue des éditions ultérieures.

Les fascicules publiés sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, 20, rue Hamelin, Paris (16e), et à l'Association Française de Normalisation, 19, rue du 4-Septembre, Paris (2e).

H. NOZIÈRES
Président de la Commission du
Vocabulaire des Radiocommunications

LES FICHIERS 8140 SOURIAU

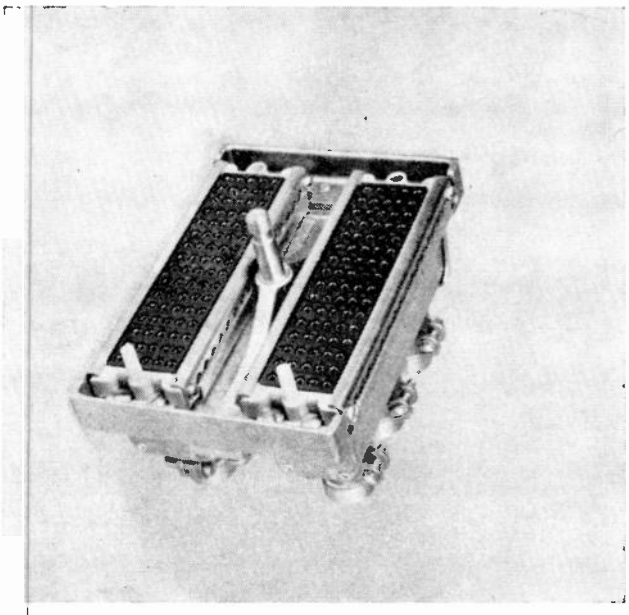
Deux rails en alliage léger perçés de trous à écartement constant, équipés d'un nombre variable de petits éléments mâles ou femelles accouplés par deux équerres vissées à leurs extrémités, composent le fichier à éléments assemblés 8140, fabriqué par SOURIAU 9, rue Gallieni, Boulogne-Billancourt (Seine).



Les éléments, existent en trois largeurs différentes et sont réalisés en super polyamide, en alliage léger, ou en diallylphtalate. Ils sont équipés de contacts ⌀ 1,5 mm — ⌀ 2,5 mm — ⌀ 3,5 mm à souder, à sertir, à connexion enroulée, à taper pin ou coaxiaux.

Chaque fichier peut être muni d'un capot métallique ou en matière plastique.

La température d'utilisation varie entre —60° et + 125 °C selon les contacts. La tension d'essai varie également, selon les diamètres des contacts utilisés, de 1 200 à 4 500 V_{eff}.



Vingt-et-un éléments différents ont été étudiés pour permettre la réalisation de n'importe quelle sorte de connecteurs et de tout genre de brochage. Cependant, à partir de 9 éléments simples un extracteur doit être placé au milieu du fichier. Il existe deux types d'extracteurs, selon l'importance du brochage.

Des connecteurs de rack sont également réalisables.

Les fichiers 8140 SOURIAU peuvent être livrés montés ou en pièces détachées. Cette dernière solution permet de stocker un nombre limité de pièces, disponibles pour la fabrication de n'importe quel brochage, selon les besoins de l'utilisateur.

De nombreux fichiers standardisés 8140 SOURIAU et la majorité des pièces détachées sont codifiées OTAN.

LA STUMATITE, PRODUIT CÉRAMIQUE POUR PROTOTYPES

La STUMATITE est une roche silico-alumineuse naturelle de couleur grise, d'une très grande homogénéité.

Cette roche dont la dureté est comprise entre 2 et 3 dans l'échelle de Mohs, s'usine comme les métaux ; elle peut se tourner avec des outils en acier rapide, se scier, se limer, se percer avec les forets et mèches habituellement utilisés pour le bronze.

Lorsque la pièce a les dimensions voulues, elle est cuite entre 1 300 et 1 350° pour lui conférer ses caractéristiques définitives. Il est ainsi possible de réaliser une gamme de pièces très étendue, de quelques milligrammes jusqu'à plusieurs kilogrammes. Il est toutefois recommandé de limiter la plus grande dimension à 200-300 mm et les épaisseurs à 20 mm.

Les pièces en STUMATITE sont de véritables produits céramiques ayant notamment des propriétés remarquables sur le plan mécanique, diélectrique et thermique, et résistant à tous les agents chimiques, sauf à l'acide fluorhydrique.

Il est intéressant de préciser, en plus de ces propriétés fondamentales, que le retrait au cours de la cuisson est inférieur à 1 % en moyenne, ce qui permet d'obtenir des pièces avec une précision de cotes qu'on ne peut généralement pas obtenir en céramique.

Il est possible d'arriver sans usinage ultérieur sur pièces cuites, à une précision de ± 0,5%. Chaque bloc étant repéré suivant trois axes perpendiculaires, on peut obtenir une précision encore plus grande sans usinage particulier.

La Stumatite est le matériau idéal pour réaliser des pièces uniques en céramique, des prototypes, des petites séries nécessitant, jusqu'à présent, la réalisation d'un outillage important et coûteux. C'est également un matériau qui convient particulièrement bien pour obtenir une très grande précision de cotes pour des pièces aux caractéristiques mécaniques et diélectriques élevées.

La Stumatite trouve de nombreuses applications pour les industries nucléaire, aéronautique, électronique et électrotechnique, etc.

L'Électro-Porcelaine de St-Vallier (Rhône), exploitant exclusif en France peut réaliser des pièces suivant plans cotés, ou fournir directement le matériau cru nécessaire, l'usinage en cru étant effectué par le demandeur qui a ainsi la possibilité, au cours même de la mise en forme, d'apporter toutes les modifications qu'il jugerait utiles.

La cuisson s'effectue, bien entendu, à St-Vallier puisqu'elle nécessite des conditions particulières et précises que ses moyens industriels de l'Electro porcelaine permettent seuls de respecter.

Les délais sont toujours courts, mais il faut, dans tous les cas, prévoir un minimum de 5 à 6 jours pour la cuisson.

L'absence de frais d'outillage particulier permet d'obtenir des prix de revient peu élevés, inférieurs, par exemple, aux prix de pièces comparables en métaux ou alliages traités ou fortement alliés.

MATÉRIELS NOUVEAUX PRÉSENTÉS PAR LES ÉQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES

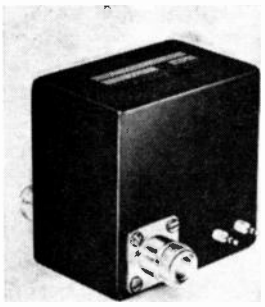
Les Équipements Scientifiques, 67, rue de l'Assomption Paris XVIe, représentant à Paris plusieurs firmes américaines annoncent les matériels nouveaux ci-après :

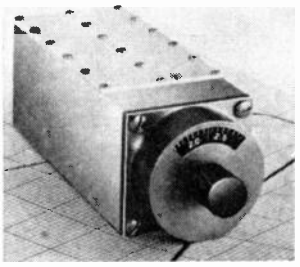
● *Filtres à ferrite 50 MHz à 50 GHz.* Les LABORATOIRES

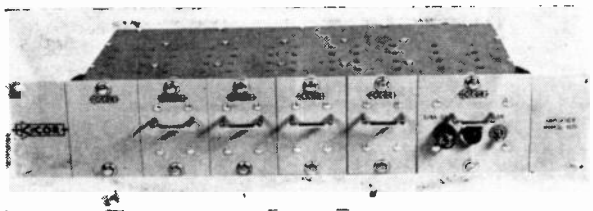
LAVOIE sortent une nouvelle série de filtres à ferrite, accordables électroniquement dans des gammes de fréquence s'échelonnant entre 50 MHz et 50 GHz. Il en existe des versions à deux ou quatre sections. La bande passante est variable entre 5 et 60 MHz, la sélectivité est d'environ 12 dB par octave pour les filtres à deux sections et 24 dB par octave pour les filtres à quatre sections.

La perte d'insertion entre 500 MHz et 12 GHz varie de 5 à 2,5 dB pour les filtres à deux sections, et de 8 à 4 dB pour les filtres à quatre sections.

Grâce à l'étendue de la gamme de températures de fonctionnement (—55 °C à + 71 °C), à leur endurance aux conditions sévères d'environnement (chocs, vibrations, etc.) et à leur faible poids et encombrement, ces éléments sont particulièrement indiqués pour les applications spatiales.







● *Filtres accordables hyperfréquences* TELONIC ENGINEERING CORPORATION viennent de sortir de leur côté, deux nouveaux filtres hyperfréquences accordables et couvrant la bande 2 000 à 4 000 MHz. Ces filtres sont équipés de cadrans à lecture directe et la précision de la lecture est de l'ordre de 1 %. On sélectionne directement la fréquence à l'aide du cadran qui est un vernier du type 5/1 monté sur roulement à billes et gradué de 100 en 100 MHz.

Ces filtres existent en versions à trois ou cinq sections.

La perte d'insertion est normalement de 0,4 dB pour la version trois sections, le maximum étant de 0,8 dB, et de 0,6 dB pour la version cinq sections, le maximum étant de 1 dB.

La largeur de bande à 3 dB pour les deux modèles est de 5 % ± 1 % de la fréquence centrale. Le TOS maximum est 2, l'impédance nominale est de 50 Ω. Les performances sont approximativement celles d'un filtre de type Chebychev 0,01 dB.

Le filtre est logé dans un boîtier en aluminium d'une seule pièce.

Les dimensions sont de 50 × 50 × 100 mm pour le modèle à trois sections et de 51 × 50 × 140 mm pour le modèle à cinq sections.

● *Amplificateur de distribution à faible distorsion.* C-COR ELECTRONICS annonce la sortie d'un nouvel amplificateur de distribution à faible distorsion.

Ce modèle, référencé 1071, grâce à ses sorties multiples, est tout particulièrement conçu pour la distribution de signaux avec une très faible distorsion.

Une de ses applications est la distribution de plusieurs standards de fréquence pour l'alimentation des différents postes d'un laboratoire. La bande passante est de 1 kHz à 20 MHz, la tension de sortie est 1 volt efficace sur chaque sortie, le gain ajustable entre — 3 et + 3 dB, la distorsion est inférieure à 0,5 % Les impédances d'entrée et de sortie sont de 50 Ω. L'isolation entre les différents canaux est de 40 dB. L'ensemble complet est constitué par cinq tiroirs enfichables avec trois sorties par éléments et une alimentation stabilisée.

COMMUNIQUÉS

ECOLES ET FACULTÉS

INSTITUTS SUPÉRIEURS D'ÉLECTRONIQUE DU NORD ET DE PARIS

Concours d'entrée 1965

Le Concours d'entrée commun aux *Instituts Supérieurs d'Electronique du Nord* (ISEN) *et de Paris* (ISEP), ouvert aux jeunes gens et jeunes filles de moins de 20 ans, titulaires du Baccalauréat Mathématiques Elementaires ou Technique, aura lieu les *vendredi 2* et *samedi 3 juillet 1955*.

CENTRES DE CONCOURS

Paris, Lille, Nancy, Lyon, Angers, Rennes, Bordeaux, Toulouse, Clermont-Ferrand, Marseille.

INSCRIPTION ET RENSEIGNEMENTS

A l'ISEN : 3, rue François-Baës, Lille (Nord). Tél. 57.23.77 et 57.65.88.

A l'ISEP : 21, rue d'Assas, Paris (6e). Tél. BAB. 33.16 et 41.81.

SÉMINAIRE SUR LES CIRCUITS INTÉGRÉS

Paris 5 au 9 avril 1965 à la Maison de la Chimie

Le Dr C.L. HOGAN, Vice Président, Directeur Général de la Division Semiconducteurs de Motorola Inc., a annoncé, au cours d'une réunion chez son représentant en France, la SCAIB, un séminaire international sur l'étude et les applications des « Circuits Intégrés ».

Ce cours, dure cinq jours et sera donné à Paris du 5 au 9 avril 1965 dans la grande salle de conférences de la Maison de la Chimie, 28 bis rue Saint-Dominique, Paris VIIe. Il sera fait, en anglais mais avec traductions simultanées en français et allemand.

Le but de ce séminaire est de familiariser les ingénieurs électroniciens avec cette technique nouvelle et de perfectionner leurs connaissances théoriques et pratiques, afin de leur permettre d'envisager la réalisation de circuits électroniques tant digitaux que linéaires utilisant des « Circuits Intégrés ».

Le cours qui sera fait à Paris est la répétition, naturellement mise à jour, du cours déjà professé quatre fois aux Etats-Unis et auquel ont participé plus de mille ingénieurs de tous pays, ingénieurs appartenant à des compagnies privées aussi bien qu'à des organismes officiels.

Il a été préparé par des ingénieurs très spécialisés dans les techniques des semiconducteurs et ayant travaillé dans les laboratoires de recherches avancées de la Division Semiconducteurs de Motorola Inc.

Loin de se limiter aux possibilités d'un seul fabricant, le cours traitera de tout ce qui a été réalisé à ce jour dans le domaine des « Circuits Intégrés » et films minces ainsi que de tout ce qui pourrait entrer prochainement dans le domaine pratique, mais n'est actuellement que du domaine du laboratoire.

Parmi les sujets traités, on trouvera :

— Techniques de fabrication des « Circuits Intégrés ». Leurs

répercussions sur la structure des circuits et systèmes électroniques.

— Potentiel et limites de réalisation pouvant aller de pair avec les techniques des « Circuits Intégrés ».

— Techniques de montage et d'encapsulation. Leurs répercussions sur la fiabilité, la dissipation de chaleur et de puissance, la densité de composants et le prix de revient.

— Spécification, évaluation, mesure et utilisation des « Circuits intégrés ».

— Description et réalisation pratiques de systèmes digitaux et linéaires.

Le droit d'admission à ce séminaire est fixé à $ 300 par personne, et comprend en outre la remise à chaque participant d'un ouvrage de 1 400 pages traitant de tous les sujets exposés.

Les déjeuners pour la durée du cours sont également inclus.

Pour tous renseignements complémentaires et inscriptions on est prié de s'adresser à : Motorola Semiconductor Products Inc. Bureau de Paris, 15-17 avenue de Ségur, Paris VII^e.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON HAUTE FIDÉLITÉ STÉRÉOPHONIE

Paris Palais d'Orsay du 11 au 16 mars 1965

Le VII^e Festival International du Son aura lieu au Palais d'Orsay du 11 au 16 mars 1965 inclus de 15 h à 20 h 30, les samedis et dimanche de 10 h à 20 h 30.

Il ne comporte pas seulement une exposition mais constitue également une information technique des problèmes concernant l'électroacoustique et la musique.

Des journées d'Etudes auront lieu au Palais d'Orsay les 12, 13, 15 et 16 mars 1965, chaque matin de 9 h 30 à 12 h 30 ; le programme comportera notamment les exposés, ci-après :

- Relation entre la perception des phénomènes transitoires et leur reproduction en Haute-Fidélité, par M. Léonid PIMONOW, Ingénieur au C.N.E.T.
- Effet directionnel de l'oreille. Tolérances admissibles pour les différences de phase et de temps de propagation, par M. Hans SCHIESSER, ingénieur à l'Institut für Rundfunktechnik GmbH-Hambourg.
- La bande magnétique et le disque, par M.P. GILOTAUX, Directeur des Etudes et Studios de la Société Pathé-Marconi et M.J. BRATIÈRES, Directeur du Laboratoire de Physique de la Société Pyral.
- Les distorsions à la lecture des disques phonographiques et principalement stéréophoniques, par M. LAFAURIE, Agrégé de l'Université, Rédacteur en Chef de la Revue du Son.
- Disque et Musicologie, par M.J. CHAILLEY, Professeur à la Sorbonne ; Directeur de l'Institut de Musicologie.
- Aspects psycho-sociologiques de la notion de Haute-Fidélité, par M. M. PHILIPOT, Chef du Service de Production des Emissions Musicales de l'O.R.T.F.
- Les haut-parleurs asservis, par M. Georges GOGNY de la Société GE-GO.
- La qualité acoustique et électro-acoustique des Salles de Concert, par M. Fritz WINCKEL Professeur à la Technische Universität, Berlin.
- Puissance d'un haut-parleur. Mesure et limites, par Mme BORDONE-SACERDOTE, Professeur à l'Instituto Elettrotecnico Nazionale, Turin.
- Mesures des quadripôles par la méthode de corrélation, par M. GUILLERMON, Chef du Laboratoire des Etudes Spéciales de l'O.R.T.F.
- Le problème de l'enregistrement et de la reproduction des percussions, par M. LEIPP, Chef du Laboratoire d'acoustique de la Faculté des Sciences.
- Le Vidéoscope, par M.A. de LANGE, de la Société Philips.

7^e SALON INTERNATIONAL DE LA CHIMIE

Conférence Internationale des Arts Chimiques

Du 21 avril au 2 mai 1965, auront lieu deux manifestations internationales importantes.

— A Puteaux, le C.N.I.T abritera le 7^e Salon Internationa de la Chimie,

— A Paris même, la Société de Chimie Industrielle organise à la Maison de la Chimie la Conférence Internationale des Arts Chimiques.

Ce regroupement de manifestations facilitera la tâche des industriels ou ingénieurs venus à Paris pour y faire le point des dernières découvertes dans le domaine de la Chimie et de ses industries connexes.

Manifestation désormais triennale, *le Salon International de la Chimie* a connu un développement extraordinaire puisqu'en 1962, le 6^e Salon occupait une surface totale de 61 500 mètres carrés contre 32 000 en 1956, 1 300 firmes représentant 21 Nations y ont exposé des matériaux représentant une valeur de près de 50 millions de F.

Plus de 300 000 visiteurs sont attendus au 7^e Salon qui groupera environ 1 400 firmes.

Quelques secteurs seront « en flèche » par rapport au précédent salon :

— Forte expansion de la représentation des produits chimiques pour toutes industries : pétrochimie, carbochimie, matières plastiques, notamment.

— la Régulation, le contrôle industriel et surtout l'électronique seront en forte progression.

— Les techniques nucléaires et l'engineering auront une large place.

— Cette année, on remarquera l'apparition du plastique à usage industriel, plus couramment appelé « Chaudronnerie Plastique ».

— Le groupe de la protection contre la corrosion sera, lui aussi, une des « Vedettes ».

Du côté Conférence Internationale des Arts Chimiques, au cours de diverses réunions plus de 2 500 spécialistes venus de différents pays évoqueront les grands problèmes intéressant la chimie et ses applications industrielles ainsi que la place de cette industrie dans la vie économique.

Le mercredi 21 avril, M. G. PALEWSKI, Ministre d'Etat chargé de la recherche scientifique présidera la séance solennelle d'ouverture. Celle ci sera marquée par un exposé de M. W. BAUMGARTNER, président de la Société Rhône-Poulenc et ancien Ministre des Finances, sur l'aspect économique de l'industrie chimique.

Le programme des journées techniques de Paris comprend 18 « Journées » spécialisées parmi lesquelles nous avons relevé :

— Les journées des Ecoles et des Facultés ;

— La journée des Techniques Nucléaires ;

— La journée du Contrôle et de la Régulation automatique.

En dehors des Journées Techniques de Paris, la Conférence Internationale des Arts Chimiques servira de cadre à des manifestations parmi lesquelles il y a lieu de retenir :

Les 26, 27 et 28 avril : Séminaire sur les méthodes de programmation à moyen et à long terme en Europe et aux Etats-Unis.

Le 30 avril : Colloque CEFRACOR/CEBELCOR (Centres Français et Belge de la Corrosion) ; les applications industrielles du principe de la protection cathodique est le thème qui a été retenu pour cette réunion.

L'AUTOMATIQUE DANS LA RECHERCHE ET L'INDUSTRIE NUCLÉAIRES

Grenoble 29-30 septembre et 1^er octobre 1965

Sous le patronage du Commissariat à l'Energie Atomique, de la Section Centre-Est de la Société de Chimie Industrielle et de l'Association Technique pour l'Energie Nucléaire (ATEN), l'Association Française de Régulation et d'Automatisme (AFRA) et le Centre de Perfectionnement technique organisent, avec le concours du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, des

JOURNÉES D'ÉTUDE DE L'AUTOMATIQUE DANS LA RECHERCHE ET L'INDUSTRIE NUCLÉAIRES

qui auront lieu à Grenoble les 29, 30 septembre et 1er octobre 1965.

Elles comporteront deux journées et demie de communications techniques dont le texte imprimé sera remis aux participants.

L'après-midi du 1er octobre sera consacré à des visites techniques.

Il est envisagé d'organiser les 2 et 3 octobre 1965 un voyage d'étude au Chantier du barrage de l'E.D.F. au Mont-Cenis et à la Soufflerie Supersonique de Modane.

Les personnes qui envisagent de participer à cette manifestation sont priées de s'adresser au :

Secrétariat de l'A.F.R.A., Hôtel de la Société des Ingénieurs Civils de France 19, rue Blanche, Paris 9e.

COMPTE RENDU DU SYMPOSIUM SUR LA MAGNÉTO-HYDRODYNAMIQUE TENU A PARIS EN 1964

L'OCDE vient de publier le compte rendu du Symposium international de juillet 1964 sur la production magnéto-hydrodynamique d'énergie électrique organisé à Paris par l'Agence Européenne pour l'Energie Nucléaire et l'Institut National Français des Sciences et Techniques Nucléaires. Ce compte rendu dont les quatre volumes représentent plus de 2 000 pages, comprend le texte intégral des exposés, de toutes les communications, ainsi que des discussions qui ont marqué ce Symposium.

COMPTE RENDU DES JOURNÉES D'INFORMATION SUR « LE CONTROLE ET LA COMMANDE DES RÉACTEURS NUCLÉAIRES »

Saclay, les 16 et 17 décembre 1964

Deux journées d'Information sur le Contrôle et la Commande des Réacteurs Nucléaires se sont déroulées à Saclay les 16 et 17 décembre 1964, ainsi qu'il a été annoncé dans notre nº de novembre.

Organisées par le Service d'Electronique des Réacteurs du Département d'Electronique Générale du C.E.A., ces journées ont été consacrées d'une part à des exposés d'intérêt général, d'autre part à deux séminaires plus restreints groupant l'un, les laboratoires d'électronique et les utilisateurs ou exploitants et l'autre, les laboratoires d'électronique et les industriels.

Une exposition de matériels modernes organisée par le département d'Electronique Générale accompagnait cette manifestation.

Nous relatons brièvement ici chacune des phases de ces journées.

1. *Exposés*

Au cours de la journée du 16 décembre présidée par M. WEILL, Chef du Service d'Electronique des Réacteurs, assisté de M. FURET, quatorze exposés ont été présentés : douze par des ingénieurs du Commissariat à l'Energie Atomique, deux par des invités étrangers : M. A.M. SCHULTZ, Directeur de la Société Milletron Incorporated - Irwin (Pensylvania - U.S.A.) et M.A. GOODINGS de la Control and Instrumentation Division Atomic Establishment Winfrith (Grande-Bretagne). Plus de trois cents participants assistaient à ces conférences.

Les quatorze exposés se rapportaient aux sujets principaux suivants :

— Problèmes de contrôle et de commande des réacteurs en général, relatifs à certains types de réacteurs français en cours de développement.

— Nouvelles méthodes de mesures ou procédures susceptibles d'application dans un avenir immédiat.

— Problèmes d'instrumentation actuels.

— Etudes théoriques particulières susceptibles de conduire au développement de nouveaux types d'instrumentation.

— Les mesures de réactivité en sous-critique par la méthode de l'analyse du spectre en fréquence du bruit neutronique fourni par un détecteur de neutron ont été développées par M. A.M. SCHULTZ.

— La description de nouveaux types de détecteur du type chambre à fission, en particulier à temps de collection très faible, étudiés et réalisés en Angleterre a été faite par M.A. GOODINGS.

Il faut noter que ces études que l'on peut qualifier d'avancées sont très voisines de celles entreprises actuellement au Commissariat à l'Energie Atomique et les résultats obtenus sont très concordants.

Par ailleurs, l'ensemble des exposés a fait ressortir l'état actuel des études relatives au contrôle des réacteurs. Ces études sont nombreuses et indiquent que le contrôle des réacteurs est en évolution constante, parallèlement au développement actuel des piles atomiques aussi bien de puissance qu'expérimentales.

2. *Séminaire laboratoires-utilisateurs*

Le 17 décembre, à la Salle Eichner de l'I.N.S.T.N., de 9 h 30 à 12 h 30, un séminaire réunissait sous la présidence de M. BOURGEOIS, Chef du Département des Etudes de Piles, assisté de M. JOVER du Service d'Electronique des Réacteurs, une centaine de participants du C.E.A. et de l'E.D.F. provenant soit des laboratoires d'Electronique, soit des services chargés de l'étude, de la construction et de l'exploitation des réacteurs. Ce séminaire avait pour but de permettre un échange d'idées et d'informations sur certains problèmes particuliers dans le domaine du contrôle et de la sécurité des réacteurs. Les sujets de discussion, qui correspondent à des préoccupations actuelles ont été abordés directement après un bref exposé de présentation, les participants intervenant directement pour confronter leurs opinions ; les principales discussions ont porté sur :

— les problèmes de mesure de flux neutronique en présence de rayonnement gamma avec les compteurs à BF_3, les compteurs à dépôt de bore (dont la construction est actuellement entreprise), les chambres à fission et les chambres d'ionisation compensées ;

— l'utilité, du point de vue du contrôle et de la sécurité, de mesurer à l'arrêt la réactivité d'un réacteur, et les différentes méthodes pour faire une telle mesure ;

— le compromis bruit-temps de réponse dans l'instrumentation de démarrage ;

— l'automatisation du démarrage ;

— les différentes possibilités de mesure de la puissance moyenne de la pile, pour le pilotage et la sécurité au niveau de puissance ;

— les différentes solutions proposées actuellement pour améliorer la tenue aux rayonnements des détecteurs et des câbles de liaison.

3. *Séminaire laboratoires-industriels*

Ce séminaire, présidé par M. DESNEIGES, Chef du Service d'Electronique Industrielle, assisté de M. UBERSCHLAG du Service d'Electronique des Réacteurs, a rassemblé environ 150 participants. Les industriels représentaient vingt-huit firmes intéressées par la réalisation d'instrumentation, la construction d'équipements de contrôle, les études de réalisation d'installations et l'installation proprement dite.

Des sujets d'actualité, intéressant ces techniques ont été exposés et discutés.

L'évolution des détecteurs de flux de neutrons s'oriente vers une amélioration des caractéristiques techniques et technologiques telles que la tenue en température, le choix de structures à faible activation et la sûreté de fonctionnement.

L'amélioration de l'instrumentation ainsi que l'importance de la formation des personnels exploitants et des relations entre fournisseurs, exploitants, laboratoires d'études, ont été abordées succinctement.

L'orientation vers des installations statiques de sécurité et l'utilisation des techniques de test et de redondance-coïncidence, ont été examinées conjointement avec la recherche et le calcul de la fiabilité des ensembles de mesure individuels destinés à la sécurité.

Les travaux de la Commission de Normalisation « M.C.H. » ont été présentés. Les particularités, inhérentes à chaque projet posent des problèmes de modification des matériels standards dans de nombreux cas, ce qui justifie une réorientation de la normalisation des ensembles de mesure nucléaire.

La philosophie de l'utilisation des calculateurs arithmétiques ainsi que l'évolution des installations de contrôle de réacteurs

ont montré la nécessité de repenser la conception en fonction des possibilités et des limites de ces nouveaux appareils. La réalisation d'appareils réellement conçus pour le contrôle industriel semble nécessaire.

La mission de l'Installateur Electrique Général a été commentée sur le plan des études, de la coordination et de la qualité de la réalisation.

Le rôle joué dans la sécurité par les mesures conventionnelles, et les conditions de fonctionnement ont montré l'importance de la qualité des capteurs et du choix délicat de ces matériels.

4. *Exposition*

L'exposition de matériel électronique nucléaire a eu lieu les 17 et 18 décembre dans les locaux du département d'Electronique Générale à Saclay.

Elle concernait des préséries ou des prototypes ainsi que des matériels nouveaux parmi lesquels, nous citerons :

— des prototypes d'ensembles de mesure nucléaire en version modulaire,

— diverses chambres d'ionisation destinées au contrôle, ainsi que des prolongateurs de haute tenue aux rayonnements,

— des calculateurs spécialisés pour le contrôle des réacteurs,

— les nouvelles instrumentations pour physiciens : standard Renatran, Electronique Rapide, analyseurs, générateurs, échelles, ensembles multiparamétriques, etc.

— de nouveaux détecteurs à BF_3 à haute température et PM rapide,

— divers ensembles de mesure pour la radioprotection,

— des prototypes d'électronique nucléaire réalisés en circuits intégrés.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

NOUVEAU CENTRE D'ÉTUDES SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES PRÈS DE BORDEAUX

En inaugurant, le 12 janvier, les Journées nucléaires de Bordeaux, M. G. PALEWSKI, Ministre d'Etat chargé de la recherche scientifique et des questions atomiques et spatiales, a annoncé la création d'un nouveau centre d'études scientifiques et techniques installé par le CEA sur la commune de Barp, près de Bordeaux.

Le but du centre sera de regrouper les laboratoires de recherche installés jusqu'à présent dans la région parisienne. Il sera chargé de définir et de réaliser divers prototypes d'équipements intéressant la défense nationale dans les domaines de la mécanique, de l'électronique et de la pyrotechnie. Ce centre occupera un millier de techniciens en 1968 et 1 500 en 1970, dont un tiers d'ingénieurs.

AUTOMATISATION DE LA MACHINE DU PÉTROLIER SIVELLA DE LA SOCIÉTÉ MARITIME SHELL

La Compagnie des Compteurs a réalisé pour le pétrolier à vapeur de 80 000 tonnes Sivella, de la Société Maritime Shell, une installation d'automatisation de la commande des hélices. L'équipement complet en a été présenté à la Presse le 13 janvier 1965 à l'usine de Massy.

Il permet au timonier ou au pilote de manœuvrer complètement le navire depuis la passerelle. Le transmetteur d'ordres situé dans la timonerie agit à distance sur les vannes d'admission de vapeur à la turbine, sans intervention humaine, que ce soit pour réaliser les commandements classiques : avant (ou arrière) très lente, lente, demi, toute et stop, ou pour fixer la vitesse de l'hélice à un tour par minute près, autrement dit la vitesse du navire à un cinquantième de nœud près. Ceci est particulièrement nécessaire dans les marches en convoi, notamment lors de la traversée du Canal de Suez. L'ensemble est étudié de telle sorte que le timonier n'ait pas à se soucier de la progressivité de la montée en allure : l'automatisme s'en charge.

Bien entendu, si pour une raison ou une autre, il est nécessaire ou simplement souhaitable de revenir à la méthode classique, à la demande du mécanicien ou de l'officier de quart, c'est possible à tout instant. Le même transmetteur d'ordres, manœuvré au moyen des gestes traditionnels, permet à l'officier de quart de faire connaître au mécanicien l'allure qu'il doit atteindre.

Ont été de même automatisées, plusieurs opérations auxiliaires, telles que le balancement périodique de la ligne d'arbre pendant les escales.

La technique utilisée est adaptée aux conditions sévères du fonctionnement à la mer ; en particulier, toute l'électronique est réalisée avec diodes, transistors et thyristors au silicium : les moteurs de commande des vannes de vapeur (l'un pour le fonctionnement normal, l'autre en secours) sont des moteurs asynchrones classiques.

Une installation de ce type jalonne la route de l'automatisation complète du navire. Elle est réalisée dans le but de décharger l'homme des fonctions assez connues et assez répétitives pour pouvoir être confiées à des mécanismes électroniques, et réserver aux équipages l'accomplissement des fonctions pour lesquelles aucun robot ne peut remplacer l'expérience et l'intelligence.

LUTTE ANTI SOUS-MARINE

Alcatel équipera avec ses appareils de détection sous-marine et ses calculateurs, quatre avisos escorteurs et quatre sous-marins commandés par la Marine portugaise à l'industrie française.

Alcatel s'est vu, en outre, confier, l'entreprise générale du Système d'Armes ASM des avisos escorteurs et celle de la détection sous-marine des sous-marins.

ORDINATEURS ET PRÉVISIONS MÉTÉOROLOGIQUES

L'origine des dépressions atmosphériques périodiques et les phénomènes physiques qui affectent la zone de transition entre la stratosphère et la zone atmosphérique sont les données qui permettent aujourd'hui aux météorologistes d'améliorer la précision de leurs prévisions à long terme.

L'Institut Météorologique des Etats-Unis utilise l'ordinateur IBM STRETCH pour obtenir des données numériques sur le temps et simuler au moyen des modèles mathématiques de véritables conditions météorologiques.

L'ensemble de ce programme de simulation comprend plus de 15 000 instructions utilisées par le Stretch. On se rendra compte de l'ampleur et de la complexité des travaux nécessaires à cette programmation en pensant que pour établir tous les calculs relatifs aux prévisions d'une seule journée, il faut effectuer près de 10 milliards d'opérations mathématiques.

CALCULATRICES POUR LA PERCEPTION DE PÉAGES EN ANGLETERRE

Quand le nouveau pont de la Severn, sera ouvert à la circulation, l'année prochaine, ses installations de perception de péages comporteront un dispositif Arch 1 000 de la « Elliott-Automation », servant à compter les véhicules et à calculer les péages. Il y aura dix voies de circulation et, à une extrémité, un passage de péage. Normalement, quatre voies seront ouvertes dans chaque direction, les deux autres étant réservées pour faire face, dans un sens ou dans l'autre, à des pointes d'intensité de trafic.

Les dix voies seront ouvertes 24 heures par jour et leur surveillance sera assurée par des équipes d'encaisseurs dont chacune travaillera quatre heures d'affilée. Les péages varieront avec le type des véhicules utilisant le pont et le nombre de leurs essieux. Chaque préposé à l'encaissement des péages, en prenant son service effectuera un pointage l'identifiant, sur le pupitre qui lui aura été assigné ; après quoi, s'inscriront automatiquement, à son débit, tous les péages correspondant aux types et dimensions des véhicules passant devant lui. A tout moment, on pourra consulter une bande imprimée présentant un état de tous les véhicules passés, des directions prises et aussi du montant des péages perçus sur chaque voie ainsi que la somme des péages encaissés par chaque préposé.

Des détails peuvent être demandés, sur cet équipement, à la Elliott Traffic Automation Ltd., Elstree Way, Boreham Wood, Herts, Angleterre.

FIABILITÉ DES ÉLÉMENTS MICROLOGIQUES

La SGS-Fairchild, à Paris, 38 rue de l'Yvette, annonce que le Laboratoire d'instrumentation de l'Institut de Technologie du Massachussetts travaillant sur le programme spatial américain Apollo (véhicule spatial devant alunir et revenir sur terre) a effectué une série de tests de durée de vie sur les circuits intégrés micrologiques Fairchild totalisant plus de 50 millions d'heures sans un seul déchet ni aucune dégradation.

La Fairchild Semiconductor (USA) a déjà fait sur les microcircuits Planar au silicium du type 903 qui est la porte à 3 entrées, plus de 71 millions d'éléments-heures de test-durée de vie, donnant une probabilité de panne de seulement 0,0032 % par 1 000 heures avec un niveau de confiance de 90 %.

NEUF CHAINES DONT DEUX EN STÉRÉOPHONIE A BORD DES JETS DE LA TWA

Grâce à des écouteurs ultra-légers et à des boutons sélecteurs individuels, les passagers des jets 707 de la TWA pourront se brancher sur le programme de l'une des neuf chaînes mises à leur disposition dont deux seront réservées à de la musique classique ou de la musique légère en stéréophonie. Un bouton de réglage de volume du son sera à la disposition de chaque passager.

Une chaîne diffusera la sonorisation des films projetés à bord. Six chaînes monophoniques diffuseront un choix de succès de Broadway, jazz et musique de genre, pièce de théâtre, interviews, conseils touristiques, et même théâtre pour enfants.

Le système de sonorisation comprend un poste central de distribution contenant une douzaine d'amplificateurs de 30 watts entièrement transistorisés, monté avec l'équipement radio de l'appareil. Des chargeurs contenant les bandes magnétiques sur lesquelles sont enregistrés les programmes, sont introduits dans le poste central de distribution. Le son est transmis par neuf circuits séparés jusqu'aux postes de réception fixés à chaque fauteuil de passager. La réception du programme est assurée par deux haut-parleurs miniatures reliés à deux tubes acoustiques flexibles aboutissant aux écouteurs des passagers.

L'installation de la « stéréo en vol » a été mise au point par la United Data Control Inc., de South El Monte, Californie, filiale de la United Control Corporation de Seattle.

Utilisant des casques à double voie, l'appareil récepteur répondra exactement à la définition de la stéréophonie. Contrairement à ce qui se passe avec des appareils stéréophoniques habituels, dans lesquels le son des deux hauts-parleurs atteint les deux oreilles à la fois, les deux émissions sonores du système stéréo TWA sont totalement séparées et parviennent individuellement aux oreilles du passager. La qualité du son atteindra, dit-on, le degré de perfectionnement obtenu jusqu'ici par la reproduction en studio.

Chaque chargeur de bande magnétique fournit une heure de programme continu. Le système, mis en marche par l'hôtesse de l'air, est utilisable aussi bien au sol qu'en cours de vol. Les annonces faites aux passagers depuis le poste d'équipage se subtitueront aux programmes des neufs chaînes et seront audibles à la fois par les écouteurs individuels et par le système habituel d'annonces par haut-parleur.

LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Une présentation à la Maison de la Radio

Le choix d'un système de transmission de la télévision en couleur est un problème international, étant donné l'importance que revêtent, pour les différents pays, les échanges de programmes, soit en direct par faisceaux hertziens, soit enregistrés sur bandes magnétiques.

Pour les pays européens qui ont tous un système à 625 lignes, le choix d'un système unique est essentiel.

Trois systèmes sont, comme on sait, en concurrence :

Un système semblable au système américain utilisé pour la télévision à 525 lignes, dit N.T.S.C., mais adapté au standard européen de 625 lignes, un système français, dit S.E.C.A.M., un système allemand, dit PAL.

En Europe de l'ouest, les organismes de radiodiffusion font partie d'une organisation, l'Union Européenne de Radiodiffusion, l'U.E.R. En Europe de l'Est, l'organisation correspondante est l'O.I.R.T.

Ces deux organisations ont créé chacune une commission constituée par des experts qui étudient dans le détail les caractéristiques techniques des trois systèmes de couleur. Ces deux commissions ont, jusqu'à maintenant, fonctionné séparément mais les études sont assez avancées pour que les résultats puissent être comparés.

La réunion de Paris, (21 au 28 janvier 1965) est la première réunion commune entre les commissions d'étude sur la télévision en couleur de l'U.E.R. et de l'O.I.R.T.

A cette réunion, les premiers résultats obtenus ont été comparés et discutés. C'est un travail minutieux et complexe qui n'est pas encore terminé. Certaines études n'ont pas encore abouti à des résultats incontestables en ce qui concerne la valeur relative des systèmes, car, étant donné l'importance du choix qui sera fait, aucun aspect technique du problème ne doit rester dans l'ombre.

Les 27 et 28 janvier une commission de l'U.E.R. a poursuivi à la maison de l'O.R.T.F. la mise au point du rapport technique sur l'analyse des systèmes de Télévision en couleur qu'il doit présenter, après approbation du Conseil d'Administration de l'U.E.R. La Commission a agi essentielllement en tant que comité de rédaction en vue de regrouper dans un document de synthèse les nombreuses discussions techniques qui ont eu lieu depuis près de deux ans.

Le dossier technique, une fois approuvé, il appartiendra à un organisme international plus général, le C.C.I.R. d'en tirer des arguments, pour la discussion finale à Vienne, fin mars et début avril prochain.

La réunion de Paris a montré l'intérêt que portent certaines organisations aux qualités particulières du système français S.E.C.A.M., mises en évidence par des démonstrations techniques faites par l'O.R.T.F. Les arguments ne manqueront par pour défendre ce système au moment du choix final.

La présentation faite à la Presse dans un des studios de la Maison de la Radio, le 29 janvier, a permis de voir des images transmises par faisceaux hertziens du studio de l'O.R.T.F. d'Issy-les-Moulineaux à l'émetteur des Buttes-Chaumont via Lille, Marseille, Nice, Marseille.

Les images étaient transmises alternativement dans chacun des trois systèmes et reçues à la Maison de la Radio sur les mêmes appareils de réception-couleur conçus spécialement pour recevoir, par commutation, les émissions NTSC, SECAM et PAL. Les postes étaient doublés par des postes normaux pour le noir et blanc.

Le non-spécialiste a constaté les qualités excellentes des images dans les conditions normales de transmission, il a pu noter qu'un certain défaut à l'émission se repercutait assez sensiblement avec le système NTSC, moins avec le PAL, pas du tout avec le SECAM. Il a noté que l'enregistrement magnétique, délicat et entraînant un appareillage compliqué avec le NTSC, se simplifiait avec le PAL et ne demandait avec le SECAM aucun dispositif autre que celui, désormais classique, de l'enregistrement du noir et blanc.

TUBES RÉCEPTEURS POUR TÉLÉVISION EN COULEUR A TENSION REDUITE DE 400 V A 250-270 V ET NOUVEAUX TUBES-IMAGES

Un récepteur TV couleur équipé avec les nouveaux tubes Sylvania permet d'éliminer le transformateur de puissance ce qui réduit le poids du poste et le prix des circuits de filtrage.

Une nouvelle gamme de tubes récepteurs permet en effet, d'abaisser la tension de service des postes de télévision en couleur de 400 V à 250-270 V. Ces tubes vont permettre de réaliser à meilleur compte des postes dotés de performances accrues.

Les tubes à tension réduite et les tubes à fonctions multiples ont été mis au point en vue d'applications à très grandes performances, comme des amplificateurs de balayage, des diodes récupératrices, des démodulateurs de chrominance, des amplificateurs video, des redresseurs d'alimentation HT, et des redresseurs de focalisation.

La création des tubes récepteurs à tension réduite fait suite au lancement des tubes images du type « Color Bright 85 »

Nouveaux tubes récepteurs Sylvania, pour télévision en couleur, tension de service des postes récepteurs abaissée de 400 à 250-270 V.

qui recourt à une nouvelle combinaison de phosphore contenant de l'europium, élément de la famille des terres rares. L'image en couleur a une luminosité de plus de 40 % supérieure à celle des tubes images courants.

Cette nouvelle combinaison, qui n'est appliquée actuellement que pour le tube rond Sylvania, de 21″ 70°, sera bientôt utilisée dans le tube rectangulaire Sylvania de 25″ 90°.

CARNET DES SOCIÉTÉS

SOVIREL

Sous le sigle SOVIREL, fut fondée en 1955 la Société des Verreries Industrielles Réunies du Loing.

L'industrie du verre est une très vieille tradition dans la vallée du Loing. La proximité des sables réputés de Nemours permettant la fabrication d'un produit de haute qualité en raison de leur pureté, et les ressources de combustible presque illimitées qu'apportait la forêt de Fontainebleau, expliquent sans peine l'implantation d'une fabrique de verre à Bagnaux au XVIII[e] siècle.

Dès 1920, on y entreprit la fabrication des verres borosilicatés, à faible coefficient de dilatation, résistant à la chaleur. Cette production est universellement connue sous la marque « Pyrex ».

Trente ans plus tard, le développement de l'emploi du verre borosilicaté et les perspectives nouvelles ouvertes par la croissance de la télévision poussèrent les deux Sociétés exploitant des verreries à Bagneaux à concentrer leurs efforts dans tous les domaines. De cette fusion naquit SOVIREL, destinée dès sa naissance à regrouper toutes les fabrications de verres techniques.

La Société SOVIREL est devenue très rapidement un complexe verrier spécialisé dans la fabrication d'articles très nombreux en verres spéciaux de grande qualité. Ce complexe sans rival en France, est l'un des tout premiers sur le plan européen et même mondial.

Les verres produits se classent en trois catégories et sont fabriqués dans des usines spécialisées :

a) des verres de qualité exceptionnelle, destinés à l'optique et à la lunetterie, aussi bien médicale (c'est-à-dire de correction) que protectrice (lunetterie solaire, équipement pour soudeurs à l'autogène). Ces verres sont généralement vendus à des fabricants d'articles d'optique ou de lunetterie, pour leur mise en œuvre et ultime transformation.

b) des produits en verre borosilicaté à faible coefficient de dilatation, donc résistant à la chaleur, qui se classent eux-mêmes en deux subdivisions principales : articles pour le laboratoire et les usages industriels, articles pour la cuisine et la table.

c) enfin, dans le domaine le plus récent qui comporte tous les verres spéciaux pour l'industrie électronique : les ampoules destinées aux différentes applications médicales, industrielles ou militaires (radars, amplificateurs de luminance, oscilloscopes, etc.). Enfin et principalement, les ampoules de télévision qui seront transformées en tubes cathodiques par les fabricants spécialisés, pour l'équipement des récepteurs de télévision.

Il existe dans le monde un nombre très limité de producteurs de ces ampoules : deux aux Etats-Unis, deux en Grande Bretagne deux en Allemagne fédérale, une en Hollande, une au Japon, trois en Europe de l'Est. et SOVIREL en France.

Dans un but de simplification, les tubes électroniques ont été classés par SOVIREL en quatre grandes catégories.

— les tubes de puissance et d'émission
— les tubes photocathodiques
— les tubes à rayons X
— les tubes cathodiques.

De ces quatre types, ce sont les tubes photocathodiques dont l'essor est le plus spectaculaire.

Les tubes de puissance et d'émission de même les tubes photocathodiques sont presque toujours soufflés en verre S 747 01. Les tubes à rayons X sont soufflés en S 750 01 et, pour quelques applications seulement, en verre « Pyrex ». Enfin, les verreries pour tubes cathodiques sont en S 109 01 (verre au plomb) uniquement.

Outre le verre utilisé pour les ampoules de télévision, le verre le plus employé dans l'industrie électronique est le verre SOVIREL S 747 01, soudable aux alliages fer-nickel-cobalt (coefficient de dilatation 49×10^{-7}) Les trois autres verres principaux sont ensuite, par ordre d'importance décroissante pour les applications proprement électroniques :

— le S 740 01 (B 40) soudable au tungstène (coefficient de dilatation 39×10^{-7})
— Le S 732 01 (Pyrex) (coefficient de dilatation 32×10^{-7})
— Le S 190 01 (G 12) (coefficient de dilatation 89×10^{-7})

SOVIREL fait également du tube étiré sur machine WOOD ou du tube calibré à 25 microns près utilisé, par exemple, dans les tubes à progression d'ondes.

Grâce au four d'optique dont il dispose, SOVIREL est en mesure de satisfaire les demandes en écrans polis ou non, biplans et ménisques, pour tubes cathodiques et photocathodiques (exemples : écrans de vidicons, d'orthicons, de tubes convertisseurs d'infrarouge, de tubes mémoires, d'amplificateurs de luminance, etc.).

Cette activité donne lieu à un chiffre d'affaires annuel de 6 millions environ. Presque la moitié en est réalisée sur les marchés d'exportation, dont la Grande-Bretagne représente, en valeur, approximativement la moitié.

CENTENAIRE DES ÉTABLISSEMENTS DUCRETET

Le 7 décembre 1964, à la Comédie des Champs-Elysées, a été célébré le Centenaire des Etablissements Ducretet sous la forme d'un « Hommage à Eugène Ducretet » qui fut un des principaux pionniers de la T.S.F. et de l'utilisation des ondes hertziennes.

Issu d'une famille savoyarde, Eugène DUCRETET est né à Paris en 1844. Il a dû interrompre ses études dès l'âge de 15 ans, mais, intelligent et ingénieux, sa vocation de chercheur s'est déjà affirmée et le pousse à poursuivre seul sa formation intellectuelle. Il entre au service de l'un des plus grands savants constructeurs d'instruments de physique au XIX^e siècle, Paul Gustave FROMENT qui s'intéresse à ce jeune homme exceptionnellement doué, en fait son disciple, et lui donne une formation technique et scientifique approfondie dans les domaines de la mécanique et de l'électricité.

A 20 ans, en 1864, Eugène DUCRETET fonde à Paris sa propre entreprise, les ateliers de « Construction d'instruments de précision appliqués aux Sciences et à l'Industrie ». Pressentant l'avenir immense de l'électricité, Eugène DUCRETET a installé ses ateliers sur la montagne Sainte-Geneviève, à proximité des laboratoires de l'Ecole Normale Supérieure et de la Sorbonne, où s'élaborent les découvertes qui vont révolutionner le monde moderne. Ses contacts fréquents avec les maîtres et élèves de ces écoles lui assurent leur clientèle. Il réalise avec ingéniosité les appareils scientifiques qui lui sont demandés, ce qui n'exclut pas, d'ailleurs, des débuts difficiles, malgré l'acharnement au travail dont il fait preuve.

Peu à peu, grâce à la rectitude de son caractère et au sérieux de ses fabrications, il gagne l'estime d'une pléiade de savants, et sa réputation s'étend à tous les milieux scientifiques.

Ses dispositions naturelles l'attirent surtout vers l'électricité. Conscient des possibilités énormes qu'elle renferme, et des connaissances scientifiques qui lui font défaut pour en tirer le meilleur parti, il s'inscrit en auditeur libre à la Sorbonne et au Collège de France. De plus, il entretient des relations suivies avec les physiciens de l'Ecole Normale Supérieure et de l'Ecole Polytechnique, pour lesquels il met au point de nombreux appareils. Entre autres, il réalise ceux du Dr ROENTGEN, leur donne des qualités pratiques, et devient le premier fabricant de matériel de radiologie pour les hôpitaux. Sa notoriété s'étend au monde entier, il dépose de nombreux brevets en France et à l'étranger, et reçoit de multiples distinctions dans les expositions internationales auxquelles il participe.

S'appuyant sur les travaux de MAXWELL, HERTZ, BRANLY et MARCONI, il est le premier à construire en France des émetteurs et récepteurs de T.S.F. possédant une self réglable pour les accorder et, le 5 novembre 1898, démontre les possibilités de ses appareils en établissant une liaison radiotélégraphique entre la Tour Eiffel et le Panthéon. En 1899, ses appareils sont utilisés pour relier l'Ile d'Ouessant à la côte du Finistère (22 km). Au cours de l'hiver 1899-1900, l'utilité de la T.S.F. est révélée au monde grâce à des appareils Ducretet-Popoff, lors du sauvetage de l'équipage d'un cuirassé russe bloqué par les glaces, et d'un groupe de pêcheurs finlandais entraînés à la dérive sur un iceberg.

Dès 1903, la T.S.F. fait son entrée dans l'art militaire. Les ateliers Ducretet réalisent les premiers radiogoniomètres installés sur les navires et baptisés compas azimutal hertzien. En 1914, les ateliers Ducretet se reconvertissent pour contribuer à l'effort général du pays en fabricant en grande série le matériel radiotélégraphique de l'armée.

Malade, Eugène DUCRETET avait dû abondonner en 1908 à l'un de ses fils la direction de ses ateliers. Il mourra en 1915, peu après son autre fils, Pierre, tombé à Verdun.

Mais après la tourmente, les ateliers Ducretet continuent leur essor, et de nombreuses inventions viennent perpétuer le génie d'Eugène DUCRETET : création du changeur de fréquence et des lampes bigrilles, du radiomodulateur, etc. En 1931, enfin, la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON apporte à la firme Ducretet l'appui de ses puissants moyens industriels et techniques, et les récepteurs de radio et de télévision Ducretet-Thomson nous rappellent encore aujourd'hui le nom de l'inventeur qui construisait en France les premiers appareils de T.S.F., et se classe parmi les pionniers qui ont jeté les bases de l'électronique moderne.

CONSTITUTION D'UN CONSORTIUM GÉANT DE FOURNITURE D'ÉQUIPEMENTS POUR L'OTAN

La Cie Fse THOMSON-HOUSTON participe à un nouveau consortium électronique international appelé à concourir dans un appel d'offre, d'un montant de 110 000 000 £, pour la fourniture d'équipements pour un système de défense aérienne OTAN.

Ce système de défense, connu sous le nom de NADGE (Nato Air Defence Ground Environment), comportera les radars les plus modernes, ainsi que des équipements de traitement de l'information et de télécommunications, capables de donner l'alerte dans les délais les plus brefs et de déclencher une riposte extrêmement rapide à des attaques d'avions supersoniques. Il accélérera, en outre, la retransmission des informations sur les trajectoires d'engins ennemis et permettra l'intégration totale dans le complexe OTAN de la chaîne de veille lointaine, des batteries d'engins Hawk et Nike, ainsi que des escadrilles d'intercepteurs.

Le consortium réunit des sociétés dont l'expérience fait autorité dans les techniques de traitement ultra rapide de l'information et la mise au point de types de radars conçus pour lutter contre le brouillage :

HUGHES AIRCRAFT COMPANY

COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON, Paris.

THE MARCONI COMPANY LIMITED, Chelmsford.

HOLLANDE SIGNAALAPPARATEN, Hengelo.

SELENIA S.p.A., Rome.

TELEFUNKEN A.G., Ulm.

SYLVANIA CRÉE DES BUREAUX A PARIS

La General Telephone and Electronics International S.A., Genève, siège européen de Sylvania, annonce la création par la Sylvania International d'une filiale française dénommée SYLVANIA FRANCE, ECLAIRAGE ET TÉLÉVISION. Cette Société sera installée 11, rue de Grenelle, Paris-7^e.

Son objet est la vente en France de la gamme complète des sources lumineuses et des composants électroniques Sylvania aux fabricants d'ensembles audiovisuels destinés au grand public.

La distribution de tous les autres composants électroniques industriels ou militaires ainsi que les semiconducteurs est toujours assurée par la RADIO TELEVISION FRANÇAISE S.A., 73, avenue de Neuilly, Neuilly-sur-Seine.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Le Bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, dans sa séance du 12 janvier a appris avec plaisir la nomination de Monsieur Gérard LEHMANN, son ancien président, à la Vice-Présidence de la Société des Ingénieurs Civils de France, avec laquelle la S.F.E.R. entretient d'amicales relations. Le bureau de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens adresse à Monsieur Gérard LEHMANN ses plus vives félicitations.

BIBLIOGRAPHIE

Calcul des probabilités en vue des applications, par M. GIRAULT, Professeur à l'Institut de Statistique, Maître de Conférences à la Faculté de Droit et des Sciences Économiques de Paris.

Le calcul des probabilités prend, de nos jours, une importance toute particulière dans les domaines les plus variés : applications industrielles, contrôle des fabrications, psychologie, établissement de plans d'expériences, études économiques, administration des entreprises, etc. Il joue un grand rôle dans la Recherche Opérationnelle et contribue à apporter aux problèmes posés par le monde réel, des solutions efficaces et précises.

Après un rappel de la théorie mathématique aléatoire, des jeux du hasard et des grands ensembles, l'auteur nous expose les principales bases de calcul indispensables à connaître. On pourra ensuite se familiariser avec les théorèmes et les lois d'usage courant ou particulières en matière de probabilités. Chaque sujet traité est illustré d'exemples concrets et complété par des exercices qui permettront d'acquérir assez de maîtrise non seulement pour comprendre ce que sont les modèles probabilistes, mais aussi pour savoir les utiliser pratiquement.

Complété dans cette deuxième édition par quelques nouveaux développements sur les questions essentielles, et illustré d'exercices avec leurs solutions, ce livre sera utile aux jeunes chercheurs et notamment aux candidats à la licence ès sciences (certificat de Probabilités 1), aux ingénieurs dont les études ne comportaient pas l'enseignement de cette matière ou simplement à ceux qui désirent approfondir, dans ce domaine, leurs connaissances théoriques et pratiques.

14 × 22, 210 pages et 31 figures. Dunod, éditeur. Broché : 18 F.

Fonctions caractéristiques, par E. LUKACS, professeur de Mathématiques. The Catholic University of America. Washington. Traduit de l'américain par A. ROSENGARD, ingénieur civil des Mines.

Les fonctions caractéristiques constituent un instrument très utile pour étudier les problèmes qui se rapportent à l'addition des variables aléatoires indépendantes. Introduites par P.S. Laplace et utilisées par Poisson et Cauchy, ce n'est que depuis une quarantaine d'années qu'on a vraiment compris leur importance et que des recherches systématiques furent entreprises sur cette question. L'impulsion fut donnée par P. Lévy et, depuis 1920, l'école française s'est toujours intéressée à cette question, mais d'importants résultats ont été également obtenus par les écoles étrangères.

Ce livre réunit les résultats de ces nombreuses recherches restés jusqu'ici épars et fragmentaires, et rassemble en outre, en un tout cohérent, les travaux importants publiés à ce jour sur les fonctions caractéristiques.

C'est donc un traité qui sera utile aux étudiants avancés et aux chercheurs qui s'intéressent au calcul des probabilités ; il intéressera également ceux qui veulent connaître d'une manière quelque peu approfondie le calcul des probabilités pour l'utiliser dans la recherche fondamentale ou dans la recherche appliquée.

16 × 25, 240 pages. Dunod, éditeur. Broché : 32 F.

Traité de la Méthode Scientifique, par L. LECLERQ, vice-président du Sulphur Institute.

Ce livre couvre tous les aspects de la méthode scientifique : découverte expérimentale ou mathématique, démonstration' invention, recherche académique ou industrielle.

A un exposé des principes de la science succède une esquisse de l'histoire des méthodes scientifiques : empirique, dialectique, déductive, inductive, expérimentale, projective, morphologique, etc. L'auteur en déduit une définition générale de la «méthode » et énonce les opérations de base intervenant dans le mécanisme de toutes les méthodes. Une étude de la méthode psychologique est ensuite exposée, elle comprend une théorie de la création scientifique, un profil psychologique du chercheur et un énoncé des lois du « branstorming ».

La méthode logique fait l'objet du chapitre le plus long ; l'auteur insiste sur la formulation de l'hypothèse, énonce une série de théorèmes sur la variation de sa plausibilité, applique la théorie des jeux et celle de l'information. Une ébauche de mathématisation de la méthode scientifique est faite par l'auteur.

L'ouvrage se poursuit par un examen de l'emploi des machines (y compris les ordinateurs) dans la recherche. Le cas particulier de la démonstration des théorèmes de géométrie par les machines est discuté. Enfin le dernier chapitre évoque brièvement, pour le situer dans l'ensemble, le problème du gouvernement des laboratoires et de la recherche au niveau de la nation.

Il s'agit donc d'un livre qui cherche à faire la synthèse du problème de la recherche et propose des voies susceptibles de donner un essor nouveau à la méthode.

Cet ouvrage intéressera le lecteur cultivé, curieux de l'évolution des sciences, tout autant que les chercheurs des domaines les plus divers : mathématiques, physique, chimie, biologie, médecine, sciences humaines et industrie.

15 × 22, 210 pages avec figures. Dunod, éditeur. Broché : 18 F.

Economie et perspectives de l'énergie atomique, par J. ANDRIOT, Ingénieur au corps des Mines, en collaboration avec J. GAUSSENS, Ingénieur ECP.

Ce livre ne saurait mieux être décrit que par M. J. Couture, Secrétaire Général de l'Energie, de l'avant-propos duquel nous extrayons les passages suivants :

« C'est une véritable « somme » que nous offre M. Andriot sur les aspects économiques de l'énergie nucléaire et le lecteur, conscient qu'on ne lui a rien caché du vaste domaine parcouru, en acquiert une vue d'ensemble logiquement ordonnée.

Il sera convaincu, en particulier, que la compétivité de l'électricité nucléaire est un fait acquis à brève échéance, sans que, pour autant, les sources classiques de chaleur doivent cesser de se développer à un rythme rapide.

Il y apprendra que le problème du choix de la « filière » peut se poser très différemment selon l'environnement économique.

Il sera surpris de prendre si peu de peine à la lecture d'un sujet difficile.

A la portée de la main de l'« honnête homme » curieux, il pourra y retrouver, en parcourant tel ou tel chapitre, une vue panoramique ou, sur presque chaque donnée, un ordre de grandeur raisonnable ».

15 × 22. 276 pages, 50 figures et 22 photographies hors texte. Dunod, éditeur. Broché : 18 F.

La synthèse des machines logiques et son automatisation, par J. FLORINE, Docteur ès Sciences physiques, agrégé de l'Enseignement Supérieur.

Dans l'ouvrage de J. FLORINE, les différents types d'organes logiques à semiconducteurs, les blocs logiques combinés et les organes de mémoire sont classés selon leurs buts fonctionnels ; leur fonctionnement y est décrit parallèlement au moyen de leur schéma électronique, des expressions algébriques et de raisonnements intuitifs. L'intérêt du recours aux méthodes algébriques de synthèse apparaît clairement. D'autre part, les machines combinatoires ne sont considérées, dans l'ensemble de l'ouvrage, que comme un cas particulier des machines séquentielles. Ces dernières sont synchrones ou asynchrones, à entrées par niveau ou par variation de niveaux (impulsions) ou encore commandées par des associations de ces deux modes d'entrées.

Les différents types de méthodes de synthèse, particulièrement intéressantes en vue de leur utilisation par des machines automatiques, sont décrits à partir de la mise en équations algébriques des desiderata, jusqu'à la matérialisation du circuit optimal recherché.

WRH

Consacrée à l'automatisation des processus d'analyse et de synthèse optimale de fonctions logiques, la seconde partie de l'ouvrage étudie par comparaison les performances des ordinateurs universels et de machines spécialisées pour de telles opérations.

Cet exposé didactique, grâce à l'introduction progressive des notions de base de l'algèbre logique et des circuits logiques électroniques, doit intéresser aussi bien l'étudiant et le professeur automaticien que l'ingénieur chargé de la conception pratique de commutation.

Presses Académiques Européennes - Bruxelles, éditeur, se trouve à Paris chez Dunod, 346 pages 16 × 22, avec 88 figures et 172 tableaux. 1965. Relié toile : 80 F.

Théorie et applications des graphes de transfert, par Y. CHOW Department of Physics, Brandeis University (Massachusetts) U.S.A., et E. CASSIGNOL, Département du Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées. Université de Toulouse.

Pour permettre de représenter graphiquement tout système physique, il y avait la méthode des schémas-bloc mais son champ d'application s'est trouvé limité par suite de conventions graphiques relativement compliquées. La simplicité des règles utilisées dans les méthodes des graphes de transfert a permis un développement très intéressant des techniques d'études des systèmes linéaires.

Dans cet ouvrage, les définitions et conventions utilisées dans la suite forment le préambule à l'étude systématique de chacune des différentes méthodes de construction et de réduction des graphes de transfert. De nombreuses applications (sénéralisation de la formule de Bode, de celles de Blackman, calcul des paramètres d'un quadripôle) permettent de souligner l'intérêt de cette technique et de la rendre plus facile à comprendre.

Ces nouvelles méthodes d'étude permettent, outre l'étude des systèmes électriques, celle des systèmes mécaniques, hydrauliques, de transfert de chaleur, etc.

Destiné aux étudiants, ingénieurs et chercheurs, la lecture de ce livre peut être entreprise par quiconque connaît les principales règles de calcul matriciel.

Dunod, Editeur, 168 pages 16 × 25, avec 200 figures. 1965. Broché : 36 F.

La détection des radiations infrarouges et ses applications, par A. DAUGUET, Ingénieur E.S.E., Docteur ès Sciences, préface de G.A. BOUTRY, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Les radiations infrarouges peuvent être décelées, mesurées et analysées grâce à des instruments d'optique dont la sensibilité, la finesse et la rapidité de réponse ont fait l'objet de progrès extrêmement rapides au cours des dernières décades ; leur technique est encore en pleine évolution.

C'est la synthèse des techniques actuelles que présente M. DAUGUET dans son ouvrage.

L'ensemble des notions de base est étudié dans une première partie consacrée à la photométrie énergétique et aux sources de rayonnement, à l'émission et à la transmission de l'atmosphère. Un chapitre entier concerne plus particulièrement les cellules détectrices et fait le point de leurs technologies actuelles. Enfin, les amplificateurs et les systèmes de refroidissement, qui peuvent leur être associés, sont décrits en détail.

Dans la deuxième partie, quelques exemples d'applications modernes, dont certaines sont devenues classiques, sont présentés et classés par catégories : détection d'images avec ou sans analyse mécanique ou électronique, poursuite automatique de cibles infrarouges, détection et surveillance des températures.

L'ouvrage est illustré de nombreuses figures, d'abaques et de photographies et comporte beaucoup de références bibliographiques.

Dunod, Editeur, 356 pages 16 × 25, avec 181 figures. 1964. Relié toile sous jaquette : 72 F.

Proceedings of the Conference on Signal Recording on Moving Magnetic Media. Budapest, 15-18 octobre 1962.

Ce volume comporte le texte et les figures des conférences faites au cours de ce congrès, dans leur langue originale. Les sujets exposés couvrent tout le champ des enregistrements magnétiques, aussi bien celui des sons, bien connu aujourd'hui, que celui des images, mis au point récemment, ainsi que les applications à la cibernétique et à l'automation. Outre les problèmes théoriques de ces branches, les applications particulières courantes se trouvent traités dans ces conférences.

24 conférences en allemand, 10 en anglais, 2 en français, 1 en russe.

Akadémiai Kiadó, éditeur, Budapest V. Alkotmány U.21, 470 pages 17 × 24, nombreuses figures. 1964. Relié toile : $ 12,00.

Tubes à décharge dans les gaz, par H.L. van der HORST.

Les tubes à décharge dans les gaz sont utilisés à grande échelle dans la recherche, dans l'industrie et dans les équipements à courant fort, bien que dans certaines applications ils aient été, ou sont en voie d'être remplacés par des systèmes à semiconducteurs, le développement de certains types est encore en cours.

Ce livre répond au besoin d'une source d'information générale sur les tubes.

Les principes d'action des systèmes à décharge dans les gaz et de leur réalisation sont traités à fond à des chapitres parlent des types à cathode chaude et froide, des thyratrons et des tubes à cathode de mercure. D'autres parties traitent de développements spéciaux et des cellules photoélectriques à gaz.

Les nombreux exemples pratiques cités dans le texte rendent ce livre fort utile pour les ingénieurs et tous ceux qui doivent utiliser des systèmes à décharge dans les gaz.

Bibliothèque Technique Philips. Dunod, dépositaire pour la France, 23 × 15,5, 356 pages, 219 illustrations et 8 pages de photographie. Relié toile. Prix : 68 F.

Les capteurs de mesure, classification méthodique

L'introduction de dispositifs automatiques dans la conduite des processus industriels a multiplié le nombre des grandeurs physiques à connaître et celui des points de mesure à équiper. Il est nécessaire que ces appareils assurent eux-mêmes la transmission du résultat de leurs mesures aux chaînes d'automatisation, sous forme d'un *signal* mécanique, pneumatique ou électrique, analogique ou numérique, directement utilisable. Ces appareillages sont désignés sous le nom de Capteurs.

Le développement de l'automatisation apparaissant indissolublement lié à celui des capteurs, le Centre National de l'Automatisation, fondé en 1957 par la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux, le Syndicat Général de la Construction Electrique et la F.N.I.E., vient de rassembler en un même ouvrage intitulé *Les Capteurs de Mesure, Classification méthodique*, les caractéristiques essentielles des capteurs construits en France, utilisables dans les automatismes.

Rédigé avec la collaboration des Syndicats de constructeurs spécialisés dans la construction d'appareils de l'espèce, il se présente sous la forme de feuillets détachables, pour permettre des mises à jour ultérieures. Les feuillets y sont classés suivant les grandeurs concernées et pour chacune d'elles, suivant les méthodes de mesure utilisées. Chaque feuillet se rapporte à des capteurs dont le principe de fonctionnement est le même et les spécifications comparables. Il donne, après un exposé succinct du principe de fonctionnement, les principales caractéristiques de l'appareillage — étendue de mesure, nature, loi de correspondance et gamme de variation du signal de sortie, alimentation auxiliaire, rapidité de réponse, pouvoir de résolution, précision — et il indique en référence les noms des constructeurs.

L'ouvrage comprend 216 feuillets portant sur 33 grandeurs physiques mesurées par 92 méthodes. La liste des constructeurs cités en référence comporte 72 noms de sociétés.

Dans cette édition n'ont été retenus que les capteurs fournissant, à chaque instant ou à intervalles échelonnés, la mesure

de la valeur du moment de la grandeur concernée. Les appareils dont l'action se borne à indiquer par un signal dit « de tout ou rien », la situation qualitative de la grandeur par rapport à une ou plusieurs valeurs de consigne, ne sont donc pas décrits.

En outre, les capteurs de grandeurs électriques proprement dites n'ont pas été recensés. Ils ne figurent qu'implicitement dans l'ouvrage, en tant qu'ils constituent, dans un grand nombre de capteurs, l'élément de transformation en signaux utilisables des grandeurs électriques ayant pris naissance ou subi des modifications dans les détecteurs qu'ils complètent.

Publication du Centre National de l'Automatisation, 14, rue de Presles, Paris-15e. Prix de vente : 100 F.
Table des matières :

I. — *Longueurs :* Déplacement rectiligne, petit déplacement, micrométrie, niveau, épaisseur, distance, déformations.

II. — *Vitesse et accélération linéaires :* Vitesse, accélération.

III. — *Angles :* Déplacement angulaire, vitesse angulaire, accélération angulaire.

IV. — *Masse* V. — *Efforts :* Force, couple.

VI. — *Pression :* Absolue, effective ou différentielle, rapidement variable, vide.

VII. — *Débit* VIII. — *Température*

IX. — *Densité* X. — *Viscosité - Consistance*

XI. — *Analyse des gaz :* Teneur en eau, teneur en gaz en général, teneur en oxygène seul, teneur en soufre, pouvoir calorifique.

XII. — *Analyse des liquides :* Alcalinité - acidité, conductibilité, point de cristallisation, teneurs divers.

XIII. — *Grandeurs diverses :* Vent, induction magnétique, teneurs diverses.

Les organes des systèmes asservis, par M. PELLEGRIN, J.C. GILLE et P. DECAULNE, Ingénieurs de l'Air (3e édition).

Après un premier chapitre de rappel de la théorie générale des systèmes linéaires et non linéaires, l'adaptation d'impédances est traitée à partir de la théorie des quadripôles ; les auteurs distinguent l'adaptation de quadripôles électriques, puis mécaniques et enfin examinent le cas des quadripôles électromagnétiques de couplages.

Puis ils étudient les différents éléments constituant une chaîne : détecteurs, moteurs électriques et hydrauliques, amplificateurs.

Trois exemples de calcul de systèmes asservis, donnés en fin d'ouvrage, permettent au lecteur de suivre, sur des cas réels, les méthodes exposées au cours des chapitres précédents.

Dans cette troisième édition de l'ouvrage, toutes les formules sont données dans le système international S.I. De plus, les organes ou les systèmes non linéaires ont été plus largement abordés.

On y a, enfin, introduit l'étude des systèmes asservis touchant à de multiples techniques et des notions fondamentales fréquemment utilisées, telles que magnétisme et hydraulique.

Ce volume met donc à la disposition des laboratoires, des bureaux d'études et des étudiants, des méthodes permettant la détermination et le choix raisonné des organes devant constituer un système asservi. Il sera également utile aux praticiens, utilisateurs et constructeurs d'automatismes.

Dunod, Editeur, 534 pages 19 × 27, avec 523 figures. 3e édition. 1965. Broché 76 F ; Relié 85 F.

Manuel du Transistor, par H.E. KADEN.

Progressivement, le transistor, vient remplacer le tube à vide comme élément amplificateur dans tous les domaines de la technique. Dans la mesure où le transistor se comporte comme un tube, il faut aussi adapter le montage où l'on n'utilisait jusqu'ici que des tubes, pour l'équiper de transistors.

Dans ce manuel, les principales propriétés spécifiques des transistors sont expliquées et un exposé court et clair y est fait des principes physiques de leur fonctionnement. La caractéristique essentielle de ce livre est la présentation du transistor comme élément amplificateur, en liaison avec les éléments de montage nécessaires. La méthode ne consiste pas à se servir d'un grand nombre de montages d'application, mais à montrer un certain nombre des principes avec lesquels on peut comprendre les montages et finalement les étudier personnellement.

Ce livre offre aux ingénieurs, aux étudiants et à leurs professeurs, ainsi qu'aux autodidactes, les bases d'une compréhension facile du transistor.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire général pour la France, 200 pages, 128 illustrations, 15,5 × 23 cm. Relié toile. Prix : 27 F.

Mémoires en Ferrite et Circuits de Logique, par C. J. QUARTLY, Ingénieur en chef au Département des Composants Electroniques de la Compagnie MULLARD.

Le développement des calculatrices rapides a été, au début, gêné par l'absence d'une méthode pratique de mise en mémoire de l'information. Cette situation s'est trouvé modifiée par la découverte d'un ferrite à boucle d'hystérésis rectangulaire qui répondait à toutes les exigences par sa sécurité d'emploi, son faible prix de revient, sa vitesse de restitution des signaux. Depuis que des transistors aux caractéristiques voulues sont apparus sur le marché, les montages associés aux tores de ferrite ont fait de très rapides progrès.

L'auteur décrit, de façon précise et simple, les principes du fonctionnement des mémoires attaquées en coïncidence ainsi que les systèmes plus évolués, capables d'augmenter la rapidité d'action. Bien que destinés, en premier lieu, à l'emploi dans des mémoires, les noyaux de ferrite à boucle rectangulaire ont trouvé bien d'autres utilisations dans les calculatrices et autres équipements pour le traitement numérique.

Les premiers chapitres sont consacrés aux rappels historiques, puis on examine les propriétés des matériaux magnétiques. On décrit de façon détaillée les différents systèmes à coïncidence, registres d'adresses par mots, mémoires spéciales, circuits de logique à ouvertures multiples, compteurs utilisant plus de deux niveaux de flux. Dans tout l'ouvrage, ces montages à transistors sont expliqués et illustrés.

Ce livre documentera utilement les ingénieurs chargés d'étudier des circuits de mémoires ou de commutations, ainsi que les non-spécialistes désireux d'incorporer des tores ou des plaques de ferrite dans leurs équipements numériques. Il constitue une source permanente d'information pour ceux qui s'intéressent à l'étude, à la maintenance et à la conduite de ces ensembles, indispensables maintenant dans toutes les activités.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 174 pages et 93 illustrations 15,5 × 23 relié toile. Prix : 33 F.

Théorie et Pratique des Dispositifs Photoélectriques, par H. CARTER et M. DOUKER.

Les dispositifs photoélectriques jouent un rôle croissant dans l'industrie moderne et il est nécessaire qu'aussi bien les ingénieurs que les techniciens des branches de la mécanique et de l'électronique aient une solide connaissance de leurs principes, de leurs applications industrielles et de leur pratique.

La première partie du livre expose, dans un style simple, les principes théoriques. La deuxième partie décrit en détail plus de trente dispositifs photoélectriques utilisés dans l'industrie avec de nombreuses illustrations et un grand nombre de détails techniques.

Ce livre intéressera tous les ingénieurs et les techniciens qui cherchent à transposer la théorie académique de la photoélectricité sur le plan des applications industrielles pratiques, de même que les étudiants qui y trouveront une introduction de valeur à une branche fascinante et d'importance croissante de l'électronique.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 138 pages, 124 figures et 16 pages de photos 15,5 × 23, relié toile : 27 F.

Principes et construction des calculatrices numériques électroniques, par G. HAAS.

La technique des calculatrices numériques électroniques se développe rapidement. Ce fut d'abord l'apparition des machines à calculer numériques à commande automatique par programmes, mais, plus récemment, ces progrès se sont étendus à des domaines d'application tout différents : commande de machines-outils, gestion commerciale et administrative, automatisation des services postaux, télécommunications, etc.

Pour les études des laboratoires, comme pour la production, il convient que tous ceux qui s'y intéressent soient parfaitement au courant des techniques utilisées. Il faut aussi que de nouveaux ingénieurs soient formés pour les perfectionner.

A l'aide d'explications méthodiques, l'auteur de ce livre décrit complètement les principaux éléments de construction, en insistant sur les montages récents, employés le plus fréquemment dans les calculatrices modernes. Ces « blocs » peuvent ensuite être assemblés pour édifier d'autres dispositifs électroniques.

Les lecteurs pourront bénéficier d'une vue générale qui leur sera certainement d'un grand secours dans les branches multiples de l'activité où l'Automatisme commence à jouer un rôle prépondérant.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 287 pages, 179 figures, 15,5 × 23, relié toile. Prix : 36 F.

Les thyratrons à cathode froide, applications industrielles, par M. DURAND.

Ce volume essaie de grouper les principaux circuits, connus jusqu'alors, que l'on peut associer aux thyratrons à cathode froide pour réaliser de nombreux ensembles électroniques.

Ces éléments, groupés dans la seconde partie de l'ouvrage, apportent des solutions particulièrement simples et sûres, qui, pour la plupart, ont été éprouvées dans l'industrie. La première partie dégage le principe de fonctionnement des tubes à gaz à cathode froide, puis en particulier celui des thyratrons, afin de donner aux utilisateurs, la possibilité de réaliser sans difficulté des ensembles de comptage, de calcul, de mesure, de contrôle, et de commande automatique des machines.

La longue durée de vie, la robustesse, le faible encombrement, la facilité de mise au point, grâce à la lumière émise qui permet de connaître l'état du thyratron (bloqué ou débloqué), sont autant de facteurs essentiels qui font choisir ce type de tube pour des applications industrielles.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 272 pages 15,5 × 23, 302 figures et 10 photos. Relié toile : 44 F.

Le transistor à jonctions en commutation, par C. LE CAN, K. HART et C. de RUYTER.

Dans ce livre, les auteurs ont fait la liaison entre la physique des semiconducteurs et leurs applications, en ce qui concerne le fonctionnement des diodes et des transistors, en présence de signaux forts. Il doit permettre à tous ceux qui étudient des montages, de parvenir à une compréhension plus complète de certains effets observés au cours de leurs essais et qui ont pu leur paraître « anormaux ». De plus, ce livre tend à guider les techniciens vers une interprétation plus correcte de certaines spécifications électriques, qui interviennent souvent dans la pratique.

On a considéré que les dispositifs semiconducteurs étaient « commandés par un courant » puis, plus récemment, « par une charge ». La méthode d'approche, suivie dans cet ouvrage, envisage que le dispositif semiconducteur est « commandé par un diagramme de concentration ». Cette façon de voir présente pour les auteurs, deux avantages : elle n'est pas basée sur des approximations du modèle physique réel, capables de restreindre l'interprétation possible des comportements électriques observés, elle permet de faire la plupart des approximations, malheureusement toujours nécessaires, pour écrire des expressions quantitatives assez simples. Les approximations ne portent plus sur le texte des équations, mais bien sur l' « image physique » qu'elles doivent représenter.

Bibliothèque Technique Philips, Dunod, dépositaire général pour la France, 259 pages, 135 illustrations et 14 pages avec des diagrammes hors texte 15,5 × 23 relié toile. Prix : 48 F.

PETITES ANNONCES

677 C
IMPORTANTE SOCIÉTÉ
D'ÉLECTRONIQUE
BANLIEUE SUD
recherche
INGÉNIEURS
GRANDES ÉCOLES :
ESE - ENST - ENSI
IRG - AM - etc.
1° TECHNICO-COMMERCIAUX
28-35 ans
EXPÉRIMENTÉS
dans l'un des domaines suivants :
a) MATÉRIELS DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, TÉLÉSIGNALISATIONS, et TÉLÉCOMMANDES.
b) TRANSMISSIONS et TRAITEMENT DE L'INFORMATION
c) RADIO et CABLES HERTZIENS.
Pour ÉTUDES de MARCHÉS et PROJETS CORRESPONDANTS
2° ÉLECTRO-MÉCANICIENS
30-40 ans
ayant sérieuse pratique industrielle en vue d'*ASSURER RESPONSABILITÉ* de l'estimation et des précalculs de matériels et ensembles électroniques complets.
Adress. C.V. dét. et prétent. en rappel. la référ. du poste, n° 77.158. CONTESSE Publicité, 20 av. Opéra, Paris-1er q. tr.

678 C.
IMPORTANT CONSTRUCTEUR D'INSTRUMENTS DE MESURE ÉLECTRIQUES et ÉLECTRONIQUES
recherche
INGÉNIEURS
Connaiss. bien la spécialité
POUR POSTES DE :
1° DIRECTEUR AGENCE PARIS
30 à 45 ans. Dynamique, capable animer équipe d'Ingénieurs technico-commercx et d'assurer lui même contacts Clients à niveau élevé.
2° INGÉNIEUR BUREAU D'ÉTUDES NOUVEAUX PRODUITS
Ayant haute responsabilité dans l'orientation des études de l'entreprise. Déplacem. France et Etranger, Anglais obligatoire. Age 30-40 ans.
POUR CES DEUX POSTES :
seraient très appréciées : expérience technico-commerciale, introduction auprès grande administration, connaissance marché, RADIO - T.V., TELECOM. Professionn. et contrôle régulation.
Ecr. av. C.V. à N° 79.779, CONTESSE Publ. 20, av. Opéra, PARIS-1er q. tr.

679 C. — Important Groupe Industrie recherche pour Société spécialisée dans les appareillages de régulation (proche banlieue Sud de Paris)
UN INGÉNIEUR
- Diplômé *SUPELEC, A.M., IRG..*
- Possédant une expér. dans les domaines *RÉGULATION - INSTRUMENTATION*

pour créer et animer au sein du BE la section
DÉVELOPPEMENTS ET ETUDES PROSPECTIVES
Ses responsabilités comprendront :
1° Des enquêtes techniques en liaison avec le service Technico-Commercial.
2° L'animation d'un groupe de Techniciens et Dessinateurs
Ecrire avec C.V. détaillé au service D 041 OE
PLEIN EMPLOI
118, rue Réaumur Paris-2e.

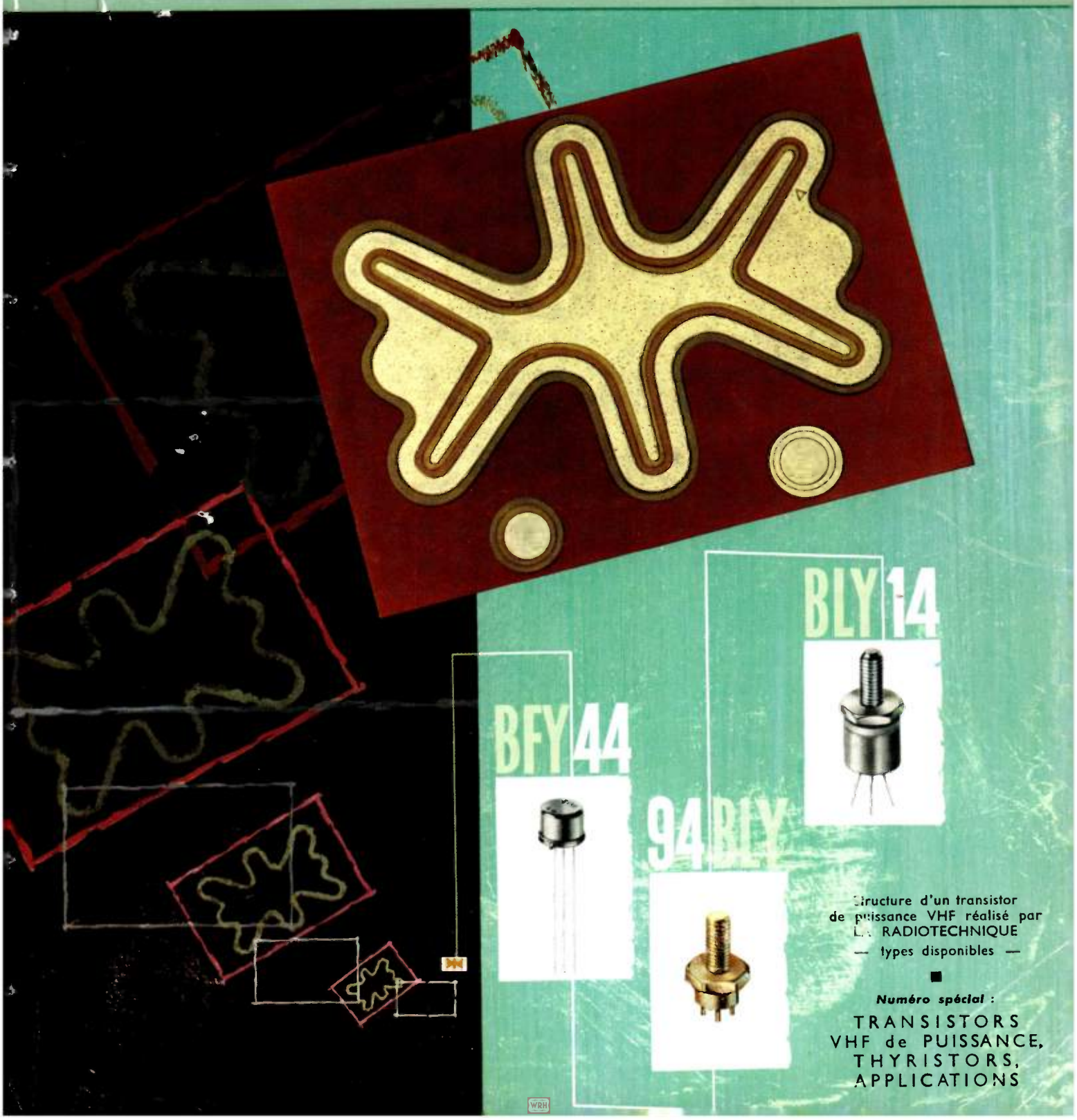
SPRE
Revue affiliée au Syndicat de la Presse Radioélectrique Française - Paris

45e ANNÉE - N° 456
MARS 1965
PRIX : 10 F

BOULDER LABORATORIES
BUREAU OF STANDARDS
MAY 14 1965

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

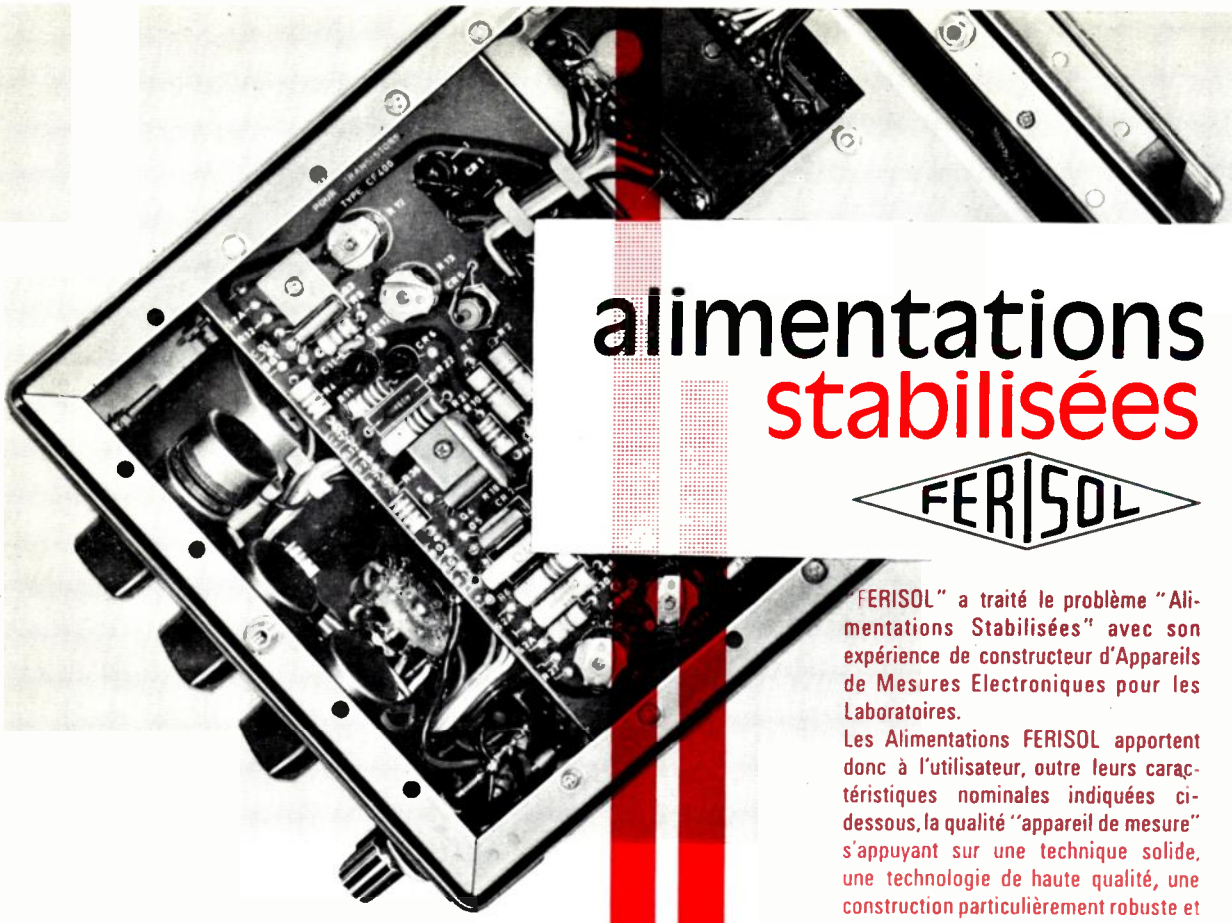


Structure d'un transistor de puissance VHF réalisé par LA RADIOTECHNIQUE
— types disponibles —

■

Numéro spécial :

TRANSISTORS VHF de PUISSANCE, THYRISTORS, APPLICATIONS



alimentations stabilisées

FERISOL

"FERISOL" a traité le problème "Alimentations Stabilisées" avec son expérience de constructeur d'Appareils de Mesures Electroniques pour les Laboratoires.
Les Alimentations FERISOL apportent donc à l'utilisateur, outre leurs caractéristiques nominales indiquées ci-dessous, la qualité "appareil de mesure" s'appuyant sur une technique solide, une technologie de haute qualité, une construction particulièrement robuste et de haute fiabilité.

TYPE	CF 400 A	CF 301 B	CF 201 E
Tension continue stabilisée	0 à 30 V	0 à 54 V	30 à 300 V
Débit	0 à 400 mA	0 à 2 A	0 à 100 mA
Stabilité pour ± 10 % secteur et variation de 0 à I max	⩾ 5.10^{-4}	⩾ 5.10^{-4}	⩾ 1 %
Tension d'ondulation (ronflement résiduel)	⩽ 200 µV	⩽ 1 mV	⩽ 5 mV
Résistance interne statique	⩽ 0,05 Ω	⩽ 0,01 Ω	
Temps de réponse aux impulsions	⩽ 40 µs	⩽ 80 µs	
Stabilité en f (t°)	4.10^{-4}/° C de 0 à + 50° C	2.10^{-4} ° C de 0 à + 50° C	

CF 400 A

Tension continue stabilisée : 0 à 30 V, variable de façon continue. I max 400 mA sur toute la plage de tension. R. interne statique : ⩽ 0,05 Ω. Galvanomètre de lecture V (2 échelles) et I (2 échelles). Dispositif de sécurité par limiteur de courant à seuil variable, réglable de façon continue entre 10% et le débit maximum. L'une ou l'autre des 2 bornes de sortie peut être reliée à la masse. Les 2 bornes peuvent aussi être isolées. Alimentation 110 à 240V, 40 à 400Hz. Possibilité de mise en série ou en parallèle. Possibilité de montage en rack

POUR TRANSISTORS

CF 301 B

Tension continue stabilisée : 0 à 54 V en 9 gammes de 6 volts. Débit : 0 à 2 A. Résistance interne statique : ⩽ 0,01 Ω. Système de sécurité constitué par un dispositif électronique réglable entre 15% et 110% du débit maximum, protégeant l'appareil contre les surcharges et les court-circuits. Disjoncteur thermique si la température dépasse 50° C. Galvanomètre de lecture : V (2 échelles) et I (2 échelles). L'une ou l'autre des 2 bornes de sortie peut être mise à la masse. Les 2 bornes peuvent aussi être isolées. Possibilité de mise en série. Alimentation : 110 à 240 V 50 Hz. Prévue également pour montage en rack

CF 201 E

Tension continue réglable de 30 à 300 V - Débit : 0 à 100 mA. Stabilisation par dispositif à tubes électroniques. Tension alternative : 6,3 V, 5 A. Galvanomètre de lecture : V et I. L'une ou l'autre des 2 bornes de sortie peut être mise à la masse. Ces 2 bornes peuvent aussi être isolées. Possibilité de mise en série ou en parallèle. Alimentation : 110 à 240 V, 50 à 60 Hz. Possibilité de montage en rack.

POUR USAGE GÉNÉRAL

AUTRES FABRICATIONS : Alimentations stabilisées pour tubes Klystrons, pour tubes Carcinatrons. Appareils de mesures électroniques pour les Télécommunications et l'Industrie : Générateurs de tension BF, HF, VHF, UHF, SHF - Générateurs d'impulsions - Voltmètres, Wattmètres BF, VHF, UHF, etc ...

ÉTABLISSEMENTS GERFROY ET CIE — FERISOL — INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 1 250 000 F

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER • TRAPPES (S.-&-O.) • TÉLÉPHONE : 923-08-00 (5 lignes groupées)

Agence PUBLIEDITEC-DOMENACH 576

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

WRH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO-ÉLECTRICIENS, 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6e Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F. C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso "extrait des statuts".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e, Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Nouveaux types de transistors de puissance ; caractéristiques à 180 MHz :

BFY 44 (boîtier TO-5) puissance HF > 1,7 W.

BLY 14 (boîtier spécial) puissance HF > 3 W

94 BLY (boîtier MT-31) (BLY 19) puissance HF > 6W

LA RADIOTECHNIQUE
Dépt Semiconducteurs
130, avenue Ledru-Rollin - Paris
Tél. 797-99-38

45e année **Mars 1965** 10 F

N° 456

SOMMAIRE

Transistors VHF de puissance, thyristors, applications

Les transistors haute fréquence de puissance et leur évolution — M. BRUNET — 267

Etude et réalisation de transistors VHF de puissance, 2-3 et 6 W-180 MHz, au silicium épitaxié — J. ENCINAS, A. MINNE — 271

Transistor silicium, 1 W - 250 MHz, réalisé par triple diffusion — E. TONNEL — 278

Calcul des transistors VHF de puissance. Réalisation d'un transistor au silicium épitaxié fournissant 25 W à 16 MHz — S. FLAKS, Mme R. SAINT-ESPRIT, G. FOURICHON, P. MICHELET — 283

Transistor de puissance réalisé par technique planar, 3 W - 70 MHz — Ph. MOREL — 296

Transistors de commutation au silicium à fort courant, obtenus par la technique mesa — G. EBERHARD — 301

Technique de réalisation d'une triode de puissance à effet de champ — M. CHAPPEY, Melle A.M. DAUGE, J. DELMAS, P. DURAND — 305

Utilisation des transistors de puissance en VHF — J. SENERET — 311

Amplificateurs haute fréquence de puissance à transistors — P. PARMENTIER — 318

Calcul et réalisation d'amplificateurs VHF de puissance — P. PARIS, J.M. PEUTIN — 328

Les transistors haute fréquence de puissance : Problèmes fondamentaux — J.M. GOGUE — 341

L'évolution des dispositifs semiconducteurs à structure thyristor. Perspectives d'avenir — Ch. DUFOUR — 348

Etat actuel du développement des thyristors — P. ROSSETTI — 350

Quelques applications des thyristors en électronique — R. DUBOIS — 364

Application des thyristors convertisseurs statiques d'énergie — L. PATERNAULT — 370

Une nouvelle solution au problème de l'interrupteur électronique : le Symistor — J.B. BIET — 375

Vie de la Société — 381

Documentation technique — 388

Bibliographie — 394

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Genoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux .	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux.....	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré.....	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette revue est *l'Onde Electrique*.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE ET LEUR ÉVOLUTION, par M. BRUNET, *Chef du Département Développement Physico-Chimique. La Radiotechnique, Caen.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 267 à 270).

L'apparition des transistors haute fréquence de puissance au silicium, amorce une nouvelle évolution dans la conception du matériel d'émission. Les transistors, plus attrayants pour de sérieuses raisons, tendent à remplacer les tubes, au fur et à mesure que leurs caractéristiques s'améliorent. Aussi, est-il utile de faire le point dans ce domaine, en analysant les progrès réalisés ou en cours de réalisation, permettant d'obtenir des performances toujours meilleures, et en envisageant les possibilités de franchir l'étape du gigahertz.

ÉTUDE ET RÉALISATION DE TRANSISTORS VHF DE PUISSANCE 2-3 ET 6 W-180 MHz AU SILICIUM ÉPITAXIÉ, par J. ENCINAS, A. MINNE, *Ingénieurs. Développement physico-chimique. La Radiotechnique, Caen.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 271 à 277).

La réalisation d'un avant-projet de transistors VHF de puissance exige la connaissance d'un certain nombre de paramètres physiques et géométriques bien précis. Ces paramètres sont mis en relief par l'étude du gain en puissance en régime petits signaux et forts signaux. On peut montrer que le gain en puissance et la puissance de sortie sont d'autant plus élevés :

— que le périmètre émetteur est long,
— que le dopage de la base du transistor est important,
— que l'épaisseur de la base du transistor est faible.

En ce qui concerne la surface et la résistivité du collecteur, un compromis est nécessaire pour assurer, à la fois, un gain de puissance maximal, combiné avec une puissance de sortie maximale.

Les résultats établis théoriquement, servent de base pour la réalisation de trois types de transistors pouvant fournir une puissance de 2 à 8 W à 180 MHz.

TRANSISTOR SILICIUM 1 W - 250 MHz RÉALISÉ PAR TRIPLE DIFFUSION, par E. TONNEL, *Ingénieur à la Compagnie Générale des Semiconducteurs (Cosem), Saint-Egrève (Isère).* L'Onde Electrique de mars 1965, pages 278 à 282.

Les transistors silicium de puissance HF, ont gravi ces trois dernières années l'échelle des fréquences. Les constructeurs ont annoncé par étage, des puissances de sortie comprises entre 1 et 10 W à 30, 70, 125 et récemment 250 MHz.

On analyse l'évolution technologique parallèle, elle porte essentiellement comme on le montrera, sur la finesse de la définition des structures géométriques adoptées. On verra que, corrélativement, l'augmentation des densités de courant qui en découle, a nécessité l'amélioration des connexions thermiques et électriques.

CALCUL DES TRANSISTORS VHF DE PUISSANCE. RÉALISATION D'UN TRANSISTOR AU SILICIUM ÉPITAXIÉ FOURNISSANT 25 W à 16 MHz, par S. FLAKS, *Ingénieur en chef,* Mme R. SAINT-ESPRIT, G. FOURICHON, P. MICHELET, *Ingénieurs. Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 283 à 295).

Après avoir examiné l'influence des différents paramètres sur le gain de puissance d'un transistor et mis en évidence ceux dont l'importance est primordiale, les conditions particulières aux transistors haute fréquence de forte puissance sont décrites ainsi que les principes de réalisation à mettre en œuvre :

Epitaxie, diffusion, structure en peigne dite interdigitée.

La description d'un transistor au silicium dissipant 150 W pour $t_0 = +85$ °C et fournissant 25 W dans la charge à la fréquence de 16 MHz fait suite; elle comprend les caractéristiques de la structure en profondeur, de la structure superficielle, des diffusions, des contacts, du boîtier...

La dernière partie de cet article résume les caractéristiques et les résultats obtenus en haute fréquence pour deux types de transistors au silicium de puissance (dont celui dont la description précède) ainsi que les méthodes de mesures utilisées.

TRANSISTOR DE PUISSANCE RÉALISÉ PAR TECHNIQUE PLANAR 3 W - 70 MHz, par Ph. MOREL, *Ingénieur à la SESCO.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 296 à 300).

Les techniques modernes de réalisation des transistors permettent d'obtenir des dispositifs ayant des caractéristiques très intéressantes pour l'emploi en amplificateur de puissance VHF. On examinera d'abord rapidement comment l'on doit déterminer les caractéristiques physiques d'un transistor pour en obtenir les meilleures caractéristiques en haute fréquence et comment ces considérations justifient l'emploi des techniques « planar » et « épitaxie ».

On donnera ensuite quelques caractéristiques d'un transistor ayant été réalisé suivant ces principes et on comparera le gain en puissance mesuré avec le gain en puissance calculé à partir des paramètres du quadripôle transistor. Un procédé de mesure du gain en puissance sera décrit.

TRANSISTORS DE COMMUTATION AU SILICIUM A FORT COURANT OBTENUS PAR LA TECHNIQUE MESA, par G. EBERHARD, *Ingénieur à la Siemens und Halske Aktiengesellschaft Wernerwek für Bauelemente, Munich.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 301 à 304).

On décrit la réalisation d'un transistor qui possède une tension de claquage collecteur-base de 200 V, une tension de saturation collecteur-émetteur de 1 V pour un courant de 10 A et une fréquence de transition de 10 MHz environ. On justifie le choix du silicium comme matériau de départ, puis le choix de la méthode employée : la technique d'épitaxie et le procédé dit « planar » étant jugés peu sûrs et trop coûteux pour des dispositifs de puissance, on fait appel à une diffusion profonde pour réduire la résistance série du collecteur, et on adopte une structure du genre dit « mesa ». L'émetteur est obtenu par alliage.

On finit en donnant des précisions supplémentaires sur les caractéristiques des transistors ainsi obtenus.

TECHNIQUE DE RÉALISATION D'UNE TRIODE DE PUISSANCE A EFFET DE CHAMP, par M. CHAPPEY, *Ingénieur en chef des télécommunications,* Melle A.M. DAUGE, J. DELMAS, *Ingénieurs,* P. DURAND, *Inspecteur au Centre National d'Etudes des Télécommunications.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 305 à 310).

On présente les caractéristiques d'une première série de triodes à effet de champ de puissance. Ces caractéristiques ont paru suffisamment encourageantes pour que soient entreprises deux études technologiques destinées à la réalisation de triodes de meilleures performances : utilisation de résines photosensibles pour l'obtention de plages métalliques très rapprochées et soudure par ultrasons.

UTILISATION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE EN VHF, par J. SENERET, *Chef de Laboratoire Développement Electriques-Semiconducteurs. La Radiotechnique, Caen.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 311 à 317).

Pour obtenir des performances intéressantes dans la gamme VHF, il a fallu utiliser des procédés technologiques qui conduisent à la réalisation de transistors ayant des caractéristiques différentes des autres produits réalisés jusque là.

On étudiera d'abord les limitations dues à ces technologies, puis les caractéristiques que doit connaître un utilisateur pour établir un projet d'amplificateur de puissance VHF.

SUMMARIES OF THE PAPERS

POWER TRANSISTOR, MADE BY « PLANAR » TECHNIQUES, by Ph. MOREL, *Ingénieur à la SESCO*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 296 to 300).

Modern techniques for the design of transistors make it possible to obtain devices with very useful characteristics for power input amplification at VHF. There is first a quick sketch of how the physical characteristics of a transistor can be developed in order to give a transistor with the best characteristics of high frequencies and how these considerations justify the use of « planar » and « epitaxie » techniques.

There will then be an account of some characteristics of a transistor which has been developed according to these principals and a comparison of the measured power gain with the power gain calculated on the basis of the parameters of a quadripole transistor. A method for the measurement of power gain will be described.

HIGH CURRENT SILICON SWITCHING TRANSISTORS MADE BY THE MESA TECHNIQUE, by G. EBERHARD, *Ingénieur à la Siemens und Halske Aktiengesellschaft Wernerwek für Bauelemente, Munich*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 301 to 304).

There is an account of the design of a transistor having a collector base breakdown potential of 200 volts, a collector emitter saturation voltage of 1 volt for a current of 10 amperes and a transition frequency of about 10 megacycles. The choice of silicon as the material to be used is explained and then the method which is used. The epitaxy and planar techniques being considered less reliable and too expensive for the power devices, use is made of deep diffusion to reduce the series resistances of the collector and the structure which is used is of the kind called « mesa ». The emitter is obtained by alloying.

The article ends with supplementary details concerning the characteristics of transistors made in this way.

DESIGN TECHNIQUES IN A POWER FIELD EFFECT TRIODE, by M. CHAPPEY, *Ingénieur en chef des télécommunications*, Melle A.M. DAUGE, J. DELMAS, *Ingénieurs*, P. DURAND, *Inspecteur au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 305 to 310).

An account is given of the first production batch of power field triodes. These characteristics were found to be sufficiently encouraging for the undertaking of technological studies for the purpose of producing triodes of better performance. They can use, for example, photo-sensitive resins for the obtaining of metallic surfaces in very close proximity and soldering by ultrasonic methods.

APPLICATION OF POWER TRANSISTORS AT VHF, by SENERET, *Chef de laboratoire Développement Electriques-Semiconducteurs. La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 311 to 317).

In order to obtain a good performance in the VHF band, the technological processes used have led to transistors with different characteristics.

This article contains a study of the limitations arising from these technologies and includes an examination of the publicised data necessary for the circuit designer.

HIGH FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND THEIR DEVELOPMENT, by M. BRUNET, *Chef du Département « Développement Physico-Chimique ». La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 267 to 270).

The appearance of high frequency power silicon transistors opens up a new development in the ideas about emissive material. Transistors which are more attractive for important reasons are tending to replace valves increasingly as their characteristics are improved. It is useful to pause at this point, examining the progress which has been achieved or is in the process of being achieved which will lead to the obtaining of even better performances and towards the possibilities of breaking into the range of the very highest frequencies.

DESIGN OF HIGH FREQUENCY POWER EPITAXIED SILICON TRANSISTORS, 2-3 AND 6 W, 180 Mcs, by J. ENCINAS, A. MINNE, *Ingénieurs. Développement Physico-Chimique. La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 271 to 277).

In the designing of power transistors for use at high frequencies, knowledge of some physical and geometrical parameters is essential.

These parameters arise from the examination of high frequency power gain at low signal and high signal levels.

It is shown that the power gain and the output power can be optimized by arranging for very long emitter length, very heavy base doping, and very small base width.

As far as the collector area and collector resistivity are concerned, a compromise is necessary in order to obtain high power gain combined with high output power.

Theoretical results are applied to the making of three types of transistors, the output power of which are within the range 2 - 8 watts at 180 megacycles.

A SILICON POWER TRANSISTOR, 1 W - 250 Mcs, MADE BY TRIPLE DIFFUSION, by E. TONNEL, *Ingénieur à la Compagnie Générale des Semiconducteurs (Cosem), Saint-Egrève (Isère)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 278 to 282).

Silicon high frequency power transistors have, in the last three years, made progress up the scale of frequencies. The manufacturers have announced stage by stage output powers between 1 and 10 W at 30, 70, 125 and recently 250 megacycles.

There is an account here of the associated technological evolution. It is related basically, as is shown, to the exact accuracy of the geometric structures which are used. Correspondingly it is also shown that the increase in current densities which follows has made necessary the thermal and electrical improvement of the connections.

HIGH FREQUENCY POWER EPITAXIED SILICON TRANSISTORS, 25 W - 16 MHz, by S. FLAKS, *Ingénieur en chef*, Mme R. SAINT-ESPRIT, G. FOURICHON, P. MICHELET, *Ingénieurs. Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 283 to 295).

There is a discussion of the influence on power gain of such parameters as current gain, internal capacitances, and base resistance. The instance of high frequency — high power transistors is specially considered. Manufacturing processes are described together with epitaxy, diffusion, and the inter-related geometry of electrodes.

A silicon transistor rated for $P_c = 150$ W with $t_c = +85$ °C and delivering 25 W to a load at 16 megacycles is described. The account deals with the physical structure of the semiconductor body, the diffusion processes, contacts, and the container.

Measuring methods for high frequency power gain are described : results obtained on two types of transistor are given.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE A TRANSISTORS, par P. PARMENTIER, *Laboratoire Développement Electrique-Semiconducteurs. La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 318 à 327).

Lorsque l'on désire calculer un étage amplificateur à partir de certains impératifs, il est nécessaire de connaître les régimes propres des ondes de courant à l'intérieur du transistor. On peut ainsi sélectionner le transistor le plus adapté à partir des données publiées sans excéder les caractéristiques maxima du transistor.

Cet article, indépendamment des données mathématiques caractérisant le fonctionnement d'un étage donne un aperçu des problèmes soulevés par la polarisation initiale de l'étage, les étages d'adaptation et les différents procédés de modulation utilisés.

CALCUL ET RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS VHF DE PUISSANCE, par P. PARIS, J.M. PEUTIN, *Ingénieurs, Laboratoire développements électriques, Semiconducteurs. La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 328 à 340).

A partir des caractéristiques publiées par les constructeurs et du modèle mathématique simple, il est possible de réaliser des amplificateurs de puissance haute fréquence à transistors.

Les auteurs étudient plusieurs exemples et montrent que les résultats obtenus pratiquement concordent avec le calcul.

LES TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE : PROBLÈMES FONDAMENTAUX, par J.M. GOGUF, *Ingénieur à la C.S.F. (Puteaux)*. L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 341 à 347).

Le but de l'article est de calculer la répartition du courant dans la base du transistor le plus général, afin d'aider à l'élaboration de nouvelles structures. L'étude des articles ayant déjà présenté un tel calcul pour divers types de transistors indique la marche à suivre et les approximations convenables dans le cas d'un transistor HF.

Le calcul commence par l'établissement d'une équation simple et très générale donnant le taux d'injection. Puis l'auteur détermine la répartition du courant qui est représenté graphiquement en variables réduites. A l'aide de ce résultat, il calcule le gain en continu et montre que sa chute à fort courant est due à la concentration du courant vers les bords de la jonction et non pas à la chute du taux d'injection.

Ce dernier résultat est vérifié expérimentalement à l'aide de transistors au silicium double-diffusés réalisés simultanément avec quatre largeurs d'émetteur.

L'ÉVOLUTION DES DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS A STRUCTURE THYRISTOR. PERSPECTIVES D'AVENIR, par Ch. DUFOUR, *Directeur au Centre de Recherches de la C.G.E.* L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 348 à 349).

Exposé d'introduction pour les articles qui suivent dans le présent numéro de l'Onde Electrique.

Après un bref historique depuis les premières diodes Shockley à quatre couches PNPN, l'auteur décrit l'évolution des dispositifs de puissance à électrode de commande ou thyristors.

L'apparition de dispositifs symétriques à cinq couches ou thyristors bidirectionnels est ensuite commentée : solutions à jonctions normales et à jonctions unitunnel.

L'auteur conclut en prévoyant le développement des techniques récentes sous forme de véritables circuits intégrés de grande puissance.

ÉTAT ACTUEL DU DÉVELOPPEMENT DES THYRISTORS, par P. ROSSETTI, *Chef du Service « Développement », Société Industrielle des liaisons électroniques (Silec)*. L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 350 à 363).

La structure p n p n du thyristor est décrite, et son comportement en polarisation inverse et directe est exposé de manière élémentaire, tandis que la condition de retournement est analysée de façon plus originale. La fabrication du sandwich p n p n est présentée ensuite, en insistant surtout sur les technologies les plus évoluées : diffusion et épitaxie. Le chapitre suivant indique les notions principales concernant le fonctionnement en régime transitoire. Enfin les deux derniers paragraphes sont consacrés, l'un aux possibilités d'extinction par l'électrode de commande, l'autre aux plus récents développements des thyristors : thyristors de très forte puissance, thyristors planar et application au domaine « grand public » en particulier automobile et télévision.

QUELQUES APPLICATIONS DES THYRISTORS EN ÉLECTRONIQUE, par R. DUBOIS, *ingénieur à la Sesco*. L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 364 à 369).

Dans cet article on décrit une série d'exemples d'application des thyristors dans des organes et des circuits utilisés dans des matériels devenus classiques ou en passe de l'être.

Régulation de puissance.
Circuit de sécurité
Asservissement
Circuits de pulse.

APPLICATION DES THYRISTORS CONVERTISSEURS STATIQUES D'ÉNERGIE, par L. PATERNAULT, *Ingénieur E.S.E. Directeur de la Division Electronique Industrielle de la C.G.E.I. Lepaute*. L'Onde Electrique de mars 1965 (pages 370 à 374).

L'article décrit une réalisation industrielle des convertisseurs statiques de courant continu en courant alternatif (onduleurs) pouvant atteindre des puissances de 20 kVA et utilisant exclusivement des thyristors.

L'appareil est caractérisé notamment par le taux de régulation et la qualité de la forme d'onde obtenue.

UNE NOUVELLE SOLUTION AU PROBLÈME DE L'INTERRUPTEUR ÉLECTRONIQUE : LE SYMISTOR, par J.P. BIET, *Ingénieur Civil des Télécommunications, Ingénieur Docteur, Chef du Service d'étude de nouveaux dispositifs à semiconducteurs, Centre de recherches de la C.G.E.* L'Onde Elecrique de mars 1965 (pages 375 à 380).

Le Symistor, interrupteur statique au silicium à fonctionnement bidirectionnel, formé de 5 couches alternées, ouvre aux circuits intégrés le domaine de la puissance. Il est en effet possible de lui intégrer un ou deux émetteurs auxiliaires lui conférant des propriétés remarquables de sensibilité et de précision de commande et surtout une aptitude au blocage même à partir d'un régime de pleine conduction.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

THE PRESENT STUDY OF THYRISTOR DEVELOPMENT by P. ROSSETTI, *Chef du Service « Développement » Société Industrielle des liaisons électroniques (Silec)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 350 to 363).

The PNPN thyristor is described and its operation in direction-reserved polarity is explained in a simple style, while the reversal condition is analysed in a new way. There is then an account of the manufacture of the PNPN sandwich with particular emphasis on the highly specialised technologies including diffusion and epitaxy. The next section deals with the principal ideas arising over operation in the transition range. Finally, the last two paragraphs are concerned, one with the possibilities of shutting down by the control electrode, the other with the latest developments in thyristors, which include thyristors of very high power, planar thyristors and their use in the mass market field, particularly in cars and television.

SOME ELECTRONIC APPLICATIONS OF THYRISTORS, by R. DUBOIS, *Ingénieur à la Sesco*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 364 to 369).

This article contains a series of examples of the application of thyristors in arrangements and circuits used for equipment which has become conventional or is in the process of becoming so, such as :

Power regulation
Interlocked circuits
Power supplies
Pulse circuits

THYRISTOR APPLICATIONS. STATIC POWER CONVERTORS, by L. PATERNAULT, *Ingénieur E.S.E. Directeur de la Divison Electronique Industrielle de la C.G.E.I. Lepaute*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 370 to 374).

The paper describes a commercial design of static convertors operating from DC to AC and capable of output powers of 20 kVA using only thyristors.

These devices are characterised particularly by the degree of regulation and the quality of the waveform which is obtained.

A NEW SOLUTION OF THE PROBLEM OF THE ELECTRONIC SWITCH : THE SYMISTOR, by J.P. BIET, *Ingénieur civil des télécommunications, Ingénieur-Docteur, chef du Service d'Etude de nouveaux dispositifs à semiconducteurs, Centre de Recherches de la C.G.E.* L'Onde Electrique, March 1965 (pages 375 to 380).

A Symistor, which is a by-directional static silicon switch having five layers of alternate conductivity, is the key opening the power field to integrated devices. Indeed, it is possible to integrate one or two auxiliary transistors with the principal device so that the overall structure exhibits greatly improved switch-on sensitivity and accuracy and particularly switch-off ability even when starting from a state of full conductivity.

HIGH FREQUENCY TRANSISTORISED POWER AMPLIFIER, by P. PARMENTIER, *Laboratoire Développement Electrique Semiconducteurs. La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 318 to 327).

When one wishes to design an amplifier stage starting from defined requirements, it is necessary to know the nature of current densities within the transistor. It is then possible to choose the most suitable transistor in relationship to published data without exceeding the peak characteristics of the transistor.

This article, independently of the mathematical data characterising the operation of a stage, gives an account of the problems which arise from the initial polarisation of the stage, and the various modulation processes which are used.

THE DESIGN OF HIGH FREQUENCY POWER AMPLIFIERS, by P. PARIS, J.M. PEUTIN, *Ingénieurs laboratoires développements électriques, semiconducteurs. La Radiotechnique (Caen)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 328 to 340).

Starting with the manufacturer's published characteristics and with a simple mathematical model, it is possible to design high frequency power amplifiers using transistors.

The authors examine various examples and show that the results obtained in practice agree with the theory.

FUNDAMENTAL PROBLEMS CONCERNING HIGH FREQUENCY POWER TRANSISTORS, by J.M. GOGUE, *Ingénieur à la C.S.F. (Puteaux)*. L'Onde Electrique, March 1965 (pages 341 to 347).

The purpose of this paper is to examine the distribution of current in the base of a conventional transistor so as to help the design of new structures. A study of papers in which such calculations for various types of transistors have been discussed shows the methods to be used ant the approximations which are suitable in the instance of a HF transistor.

The calculation begins with the establishment of simple and generalised equation giving the injection efficiency. Then the author computes the current distribution which is shown in dimensionless forms. Using that result, the writer calculates the DC current and shows that the decrease of gain at large currents is produced by the current concentration at the edges of the junction and not by a degeneration in injection efficiency.

This last result is confirmed by an experiment using double diffused silicon transistors made with four emitter breadths.

POWER DEVICES OF PNPN STRUCTURE AND THEIR EVOLUTION, by Ch. DUFOUR, *Directeur au Centre de Recherches de la C.G.E.* L'Onde Electrique, March 1965 (pages 348 to 349).

An introductory summary for the following papers of this special issue concerning power devices.

After a short historical review starting with the first four-layer Shockley diode, the writer deals with the development of the power switching devices called SCR (thyristors).

There is then a discussion of five-layer symmetrical devices (bidirectional thyristors) including the solutions involving the normal junctions and unitunnel junctions.

The conclusion is to predict an extension of this kind of recent technology towards integrated devices of really high power.

LES TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE ET LEUR ÉVOLUTION

PAR

M. BRUNET

Chef du laboratoire semi-conducteurs
La Radiotechnique (Caen)

L'apparition des transistors haute fréquence de puissance au silicium amorce une nouvelle évolution dans la conception du matériel d'émission.

En effet, la faible consommation, la tension d'alimentation plus basse, la fiabilité et le faible encombrement rendent les transistors beaucoup plus attrayants que les tubes et ils tendent à remplacer ces derniers au fur et à mesure que leurs caractéristiques s'améliorent.

Un grand nombre d'applications se sont ouvertes à eux dans le matériel d'émission mobile tel que les émetteurs-récepteurs portatifs militaires, aéroportés, ceux des ballons sondes, des chalutiers, des taxis, par exemple, les stations fixes d'émission dans les régions inhospitalières fonctionnant sans surveillance, les répéteurs de modulation de fréquence utilisés en télécommunications, etc.

Aussi est-il utile de faire le point de ce qu'il est actuellement possible de réaliser dans le domaine des transistors HF de puissance et également d'essayer de prévoir l'évolution possible de leurs caractéristiques dans les années à venir.

1. Les transistors HF de puissance d'aujourd'hui

Les principaux transistors actuellement disponibles sur le marché sont représentés dans le tableau ci-contre : leurs conditions de fonctionnement, leurs fréquences d'utilisation, leurs puissances de sortie, leurs gains en puissance et leurs rendements y sont indiqués. Ce tableau ne peut donner qu'une idée des qualités des transistors cités : en effet, il se révélerait particulièrement délicat de les comparer entre eux par suite de la diversité des conditions et des circuits de mesure, de la façon dont leurs caractéristiques sont présentées et de l'époque de leur conception. De plus, si certains transistors cités ont, à la même fréquence, des puissances de sortie moins élevées que d'autres, c'est qu'ils ont été conçus à un moment où la technique ne permettait pas de faire mieux dans des buts bien précis qu'ils remplissent et rempliront encore convenablement ; aussi ont-ils un bel avenir devant eux. D'autant que les transistors à puissance de sortie plus élevée, bien plus délicats à réaliser, auront, comme il faut s'y attendre, un prix de revient supérieur.

Transistors actuellement disponibles

Type	Conditions de mesure		fréquence d'utilisation en MHz	Puissance de sortie en W	Gain en puissance en dB	Rendement en %
	V_{CE} en V	I_C en A				
2 N 1899	40	2,75	10	50	10	45
BLY 17	40	1,75	30	10	7	57
3 TE 130	40	1,4	50	30	11,7	53
3 TE 130	28	3,57	70	50	8	50
2 N 3375	28		100	7,5	8,7	65
PT 2600	40	0,3	100	7	10	55
TPR 442	45	0,155	125	4,7	6	67
2 N 3632	28		175	13,5		70
BFY 44	40	0,107	180	2,1	8,5	50
BLY 14	40	0,18	180	3,5	7,7	50
94 BLY	40	0,376	180	8	9	53
2 N 2884	15		200	1,75	5,5	
2 N 3309	25	0,16	250	2	7	50
94 BLY	28	0,35	250	4,3	8	44
PT 2600	40	0,3	250	5	5	42
3 TE 240	40	0,5	250	10	8,3	50
2 N 3632	28		260	10	5,2	42
94 BLY	40	0,3	300	4	6	35
2 N 3375	28		400	3	4,8	40
3 TE 240	40	0,5	400	10	8,3	50
TIX 3015	20	0,015	1 000	0,06	6	

2. Les transistors HF de puissance de demain

Nous allons essayer de dégager les principaux axes qui, à l'heure actuelle, guident les recherches dans les laboratoires.

Aux Etats-Unis, les organismes gouvernementaux ont orienté les efforts de certaines grandes sociétés

vers des transistors devant avoir les caractéristiques suivantes :

50 W HF utiles à 150 MHz,
5 W HF utiles à 500 MHz,
1 W HF utile à 1 000 MHz,

Déjà certaines de ces sociétés ont réalisé des échantillons de laboratoire dont les performances remplissent les conditions citées plus haut. Toutefois, celle de 1 W HF à 1 000 MHz se révèle particulièrement difficile à atteindre. Certains transistors commerciaux apparus récemment et cités dans le tableau commencent à approcher ces caractéristiques.

En France, particulièrement sous l'impulsion du ministère de l'Air, des études sont poursuivies dans ces mêmes directions. Certains résultats de laboratoires permettent de prévoir que seront atteintes en France, dans l'année à venir, les valeurs suivantes :

16 W HF à 150 MHz, ou plus.
12 W HF à 200 MHz,
5 W HF à 500 MHz.

Par contre, l'étude des transistors donnant nettement plus de 100 W HF entre 1 et 10 MHz n'est pas poussée car la réalisation de tels transistors, devant fonctionner avec des courants collecteurs de 10 à 50 A, est pleine d'embûches.

Une façon imagée de grouper dans un même tableau l'évolution des performances de ces transistors est de les représenter par un point donnant leur puissance moyenne de sortie en fonction de leur fréquence d'utilisation et en prenant l'échelle logarithmique pour ces deux coordonnées.

Si on relie entre eux les points représentant les transistors disponibles fin 1963, ainsi que ceux représentant les transistors disponibles fin 1964, on obtient deux courbes parallèles.

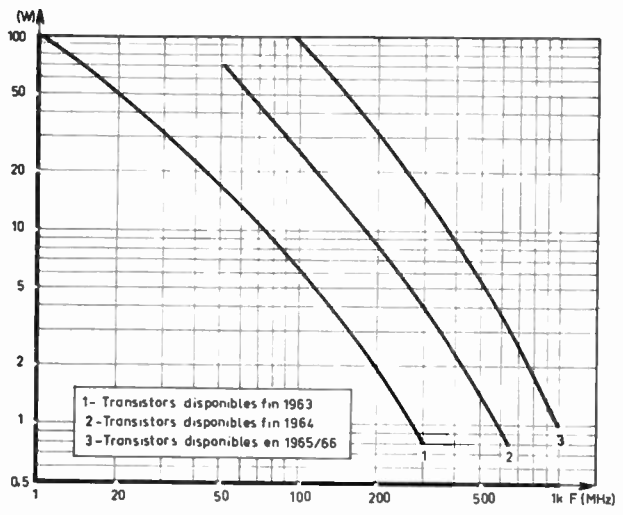


FIG. 1. — Evolution des performances des transistors HF de puissance.

On peut ajouter une troisième courbe parallèle en reliant les trois points représentant les caractéristiques des transistors

50 W HF à 150 MHz,
5 W HF à 500 MHz,
1 W HF à 1 000 MHz,

transistors qui seront vraisemblablement sur le marché à brève échéance (fig. 1).

3. Les raisons de ce progrès

Les progrès déjà réalisés et ceux en cours de réalisation sont spectaculaires. Pourquoi, en une période de temps si courte, ont-ils été si rapides ? Cela est dû à l'emploi de la technique plane pour la réalisation de ces transistors, et aux améliorations réalisées principalement dans quelques domaines que nous allons examiner brièvement.

D'abord, l'étude théorique des transistors HF de puissance a été menée activement en parallèle avec la réalisation d'échantillons de laboratoire, car si le fonctionnement en régime petits signaux des transistors, HF, VHF et UHF est connu depuis plusieurs années, il n'en était pas de même du comportement en régime forts signaux. L'analyse des paramètres influençant leur fonctionnement en régime forts signaux en HF a été faite ; elle permet de concevoir l'avant-projet d'un transistor à partir des performances qui lui seront demandées, et de déceler les points qu'il faudrait améliorer si l'on veut obtenir des performances plus élevées.

L'article de MM. ENCINAS et MINNE, intitulé « Etude et réalisation de transistors VHF de puissance » donne un aperçu de la façon de faire un avant-projet de transistor HF de puissance.

La mise au point de plaques de silicium épitaxiales à tolérances serrées pour l'épaisseur et la résistivité de la couche épitaxiale, a largement contribué à ces progrès puisqu'elle a permis de trouver un compromis valable entre des paramètres inconciliables puiqu'on recherche, d'une part, une capacité faible et une tension élevée, d'autre part, une résistance de saturation faible.

Un autre progrès, non moins grand, est redevable à la technique plane elle-même. Nous rangeons dans cette catégorie les structures dont la jonction base-émetteur est recouverte d'oxyde, la jonction base-collecteur pouvant être du type mesa. En effet, elle permet, en resserrant les tolérances, de rapprocher le contact de base de la région émetteur et de diminuer ainsi la résistance de base. Elle rend possible également, la prise de contact en dehors des parties actives du transistor, réduisant ainsi la surface des jonctions, donc leurs capacités.

De plus, pour avoir aussi faible que possible le produit résistance de base × capacité de sortie — paramètre important dans la formule du gain en puissance — et pour conserver les performances en fort courant, il faut que le rapport périmètre émetteur/surface émetteur soit aussi grand que possible. L'emploi de la technique plane a permis d'améliorer ce rapport, ce qui a donné naissance à ces nouvelles

géométries telles que la croix, l'obus, le papillon, les différentes configurations du peigne, etc. dont nous donnons quelques représentations (fig. 2). On utilise aussi des géométries plus élaborées où l'on associe en parallèle, les émetteurs et les bases de transistors élémentaires, la connexion collecteur étant commune à tous.

On conçoit facilement que, pour une surface donnée, plus la géométrie est compliquée, plus les tolérances entre les contacts émetteur et base et la jonction émetteur-base doivent être serrées et plus

L'emploi de ces transistors est nettement amélioré, dans la plupart des applications, par le montage du transistor avec le collecteur isolé électriquement du boîtier. Comme il est nécessaire de dissiper l'énergie calorifique créée au cours du fonctionnement au sein du transistor, il a fallu de nouveaux modèles d'enveloppes où le transistor est monté sur un disque d'alumine ou de béryl, à conductibilité thermique six à sept fois plus grande que l'alumine, pour des qualités comparables, avec une constante diélectrique légèrement supérieure.

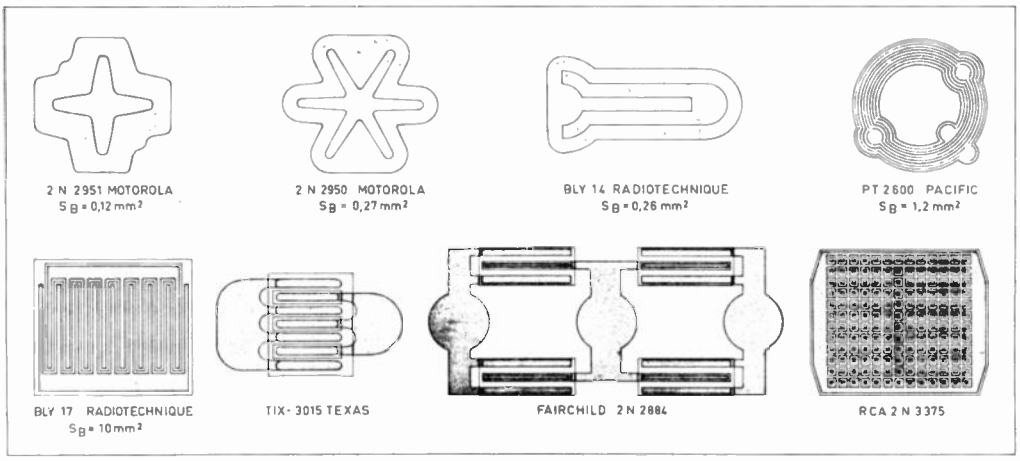


FIG. 2. — Quelques géométries actuellement utilisées pour la réalisation des transistors HF de puissance.

les procédés qui permettent leur réalisation doivent être précis ; ces procédés, qui ne sont autres que la microphotographie et la microphotogravure ont beaucoup progressé ces dernières années.

Le premier permet maintenant, grâce aux progrès des appareillages optiques et des plaques photosensibles, la réalisation de masques de haute qualité à grande résolution (1 000 traits par mm) et à très bon contraste.

Ces masques comportent, en général, de 400 à 4 000 motifs identiques selon la dimension du transistor et le pas de reproduction. La très grande finesse de la reproduction du motif, qui est actuellement de 1 μ et la tolérance géométrique de 1 μ sur 3 cm, n'ont pu être obtenues que par la mise au point d'un nouveau procédé de fabrication de ces masques ; le motif du transistor est dessiné au 1/20 de mm, à une échelle de 100 à 200 selon la complexité de sa géométrie. Après une double réduction, on obtient le motif à l'échelle 1 avec une précision dans les cotes nettement inférieures au micron ; ce motif est reproduit le nombre de fois nécessaire sur la plaque photographique servant de support au masque, à l'aide d'un système mécanique de répétition de grande précision.

Quant à la microphotogravure, elle a bénéficié de la création de nouvelles laques photosensibles à plus grande définition et le positionnement successif des masques sur la plaquette de silicium est assuré maintenant à 2 μ près grâce à un équipement de haute précision.

De gros progrès ont été fait dans l'emploi de ces transistors : les constructeurs commencent à donner toutes les informations nécessaires : impédances d'entrée et de sortie en fonctionnement, limites exactes d'utilisation, etc., ce qui permet aux utilisateurs de déterminer les meilleurs circuits d'adaptation et d'utiliser ces transistors au mieux de leurs possibilités. Plusieurs articles publiés dans ce numéro de l'Onde Electrique sont consacrés à ces problèmes.

4. Au-delà du gigahertz

Une meilleure connaissance des transistors HF de puissance et les progrès réalisés, ont permis de commencer la transistorisation de certains circuits entre 500 MHz et 13 000 MHz. Des résultats publiés au milieu de l'année 1964, signalaient qu'un modèle expérimental de transistor au silicium donnait 30 mW HF à 2 GHz, qu'un transistor au germanium à structure plane permettrait d'atteindre 300 mW à 1 GHz avec un rendement de 35 %, qu'en outre, les transistors à effet de champ au silicium progressaient rapidement vers le GHz.

Pour dépasser le gigahertz, la meilleure façon actuelle est d'utiliser des multiplicateurs de fréquence qui sont, en général, des générateurs d'harmoniques dont les plus pratiques à utiliser sont les varactors. De gros progrès sont actuellement en cours pour les varactors au silicium, par l'emploi de plaquettes de silicium épitaxial et de la technique plane. Il est apparu sur le marché des varactors utili-

sables comme multiplicateurs de fréquence entre 0,5 et 5 GHz avec des puissances de sortie supérieures au watt et un rendement convenable.

Les varactors au GaAs permettent d'atteindre des fréquences supérieures, mais s'ils ont des fréquences de coupure très élevées (jusqu'à quelques centaines de GHz), ils sont limités actuellement en puissance, surtout par la tension de claquage de la jonction, et ce paramètre dépend beaucoup de la qualité du cristal.

Quant à la diode à recouvrement échelonné, elle a un spectre de fréquences beaucoup plus riche, ce qui permet d'avoir un gain de conversion appréciable sur des harmoniques aussi élevées que 10 à 50 fois la fréquence fondamentale, mais la puissance utile ne peut actuellement dépasser quelques dizaines de milliwatts haute fréquence.

Il est apparu récemment qu'il était possible d'utiliser la jonction base-collecteur du transistor HF de puissance comme générateur d'harmonique avec un bon rendement. Ainsi, un transistor fonctionnant à 500 MHz a pu donner, avec 1 W HF à l'entrée, 3,5 W HF à 1 GHz avec un rendement de 28 %, et 1,5 W HF à 1,5 GHz avec un rendement de 20 %, ce qui permet une simplification du circuit avec un résultat légèrement meilleur que celui obtenu avec un varactor.

5. Conclusions

Les puissances atteintes par les transistors entre 1 et 500 MHz ne sont plus ridicules par rapport à celles atteintes par les tubes à vide classiques n'ayant pas de système de refroidissement spécial. Si l'on prend comme exemple la gamme de fréquence des 500 MHz, il existe depuis une dizaine d'années des doubles tétrodes refroidies à air, qui donnent 60 W HF à cette fréquence, mais elles sont encombrantes et nécessitent une tension de 500 V à la plaque. Un tube « crayon » d'un encombrement moindre, bien qu'encore supérieur à celui d'un transistor, peut sortir 5 W HF avec une tension plaque de 250 V. Quant au nuvistor, un modèle a donné 4 W HF à 500 MHz avec seulement 75 V à l'anode.

Or il est possible de trouver sur le marché des transistors donnant quelques watts HF à 500 MHz ; les 5 W HF et les 10 W HF seront bientôt du domaine du possible, cela avec une tension d'alimentation de l'ordre de 24 à 48 V. Le fonctionnement en régime forts signaux pourra être à nouveau amélioré si la qualité des plaquettes épitaxiales de silicium et la finesse des masques, des laques photosensibles et des diffusions progressent encore. La relève sera peut être prise ensuite par des transistors classiques ou à effet de champ au GaAs, qui permettraient d'atteindre théoriquement des fréquences et des puissances plus élevées, à moins que des dispositifs tout à fait nouveaux tels que des transistors dits à base métallique, des structures telles que Ge-Cu-Ge ou Si-Mo-Si actuellement étudiées, ou des dispositifs à effet Gunn, ne viennent bouleverser l'évolution prévue.

Toutes ces nouvelles structures permettront peut-être d'ajouter, plus tard, de nouveaux chapitres à l'histoire du matériel d'émission dans d'autres gammes de puissances et de fréquences.

***

Nous remercions ici, au nom de la S.F.E.R., Monsieur SOULIER, ingénieur des Télécommunications, qui a bien voulu se charger de rechercher la collaboration d'auteurs compétents et de coordonner leurs travaux, de façon à présenter à nos lecteurs les intéressants articles qui suivent.

ÉTUDE ET RÉALISATION DE TRANSISTORS VHF DE PUISSANCE 2 - 3 ET 6 W - 180 MHz AU SILICIUM ÉPITAXIÉ

PAR

J. ENCINAS et A. MINNE
Ingénieurs
Développement physico-chimique
La Radiotechnique (Caen)

Liste des principaux symboles utilisés

f	: fréquence,
f_T	: fréquence de transition,
ω	: pulsation,
I_e	: intensité du courant émetteur,
I_c	: intensité du courant collecteur.
V_c	: tension collecteur,
BV_{CES}	: tension de claquage émetteur-collecteur (émetteur et base reliés),
P_0	: puissance de sortie haute fréquence,
G_p	: gain en puissance,
Y_{11} Y_{12} Y_{21} Y_{22}	admittances du quadripôle,
g_{11}	: partie réelle de Y_{11},
g_{22}	: partie réelle de Y_{22},
h_{12b}	: taux de réaction en tension (base commune),
$r_{bb'}$	: résistance de base,
$C_{b'c}$	: capacité base-collecteur,
S	: surface limitée par la jonction base-collecteur,
p_e	: périmètre émetteur,
l	: distance entre le contact de base et la jonction émetteur-base,
W_b	: épaisseur de base,
W_e	: pénétration de l'émetteur,
ρ	: résistivité du collecteur.

1. Introduction

Après un exposé théorique sur les principaux paramètres qui caractérisent un transistor VHF de puissance, on montre comment peut être guidé un avant-projet à partir des performances qui lui sont demandées.

L'étude est faite à partir de trois types de transistors pouvant fournir une puissance haute fréquence de 2 à 8 W à 180 MHz.

2. Considérations théoriques

2.1. Etude en régime petits signaux

2.1.1. *Gain maximal en puissance neutrodyné*

La figure 1 représente un transistor sous forme de quadripôle, avec les admittances de la source Y_S et de la charge Y_L.

On démontre [1] que lorsque $Y_{12} = 0$ et que Y_{11} et Y_{22} sont adaptés à Y_S et à Y_L respectivement, le gain en puissance est :

$$G_p = \frac{|Y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}} \cdot \qquad (1)$$

Fig. 1. Transistor sous forme de quadripôle.

2.1.2. *Gain en puissance en fonction des paramètres physiques du transistor*

Le schéma équivalent de la figure 2 représente assez bien les propriétés des transistors que nous avons étudiés.

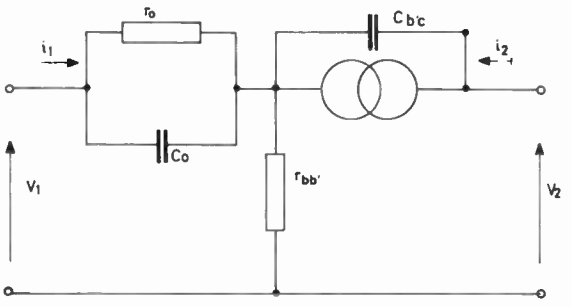


FIG. 2. — Schéma équivalent physique du transistor.

Pour des fréquences élevées, on démontre aisément que :

$$|Y_{21}| = \frac{f_T}{f r_{bb'}},$$

$$g_{11} = \frac{1}{r_{bb'}},$$

$$g_{22} = 2\pi f_T C_{b'c},$$

d'où, en remplaçant ces expressions dans (1) :

$$G_p = \frac{f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} C_{b'c}}. \qquad (2)$$

Ainsi, pour avoir le gain maximal en puissance, f_T doit être maximal, $r_{bb'}$ et $C_{b'c}$ minimaux.

2.1.3. *Etude de* $f_{T\max}$

a) *Théorie*

La courbe de la figure 3 montre l'allure des variations de f_T en fonction du courant émetteur (ou collecteur), en prenant la tension collecteur V_c comme paramètre.

Si l'on s'intéresse au f_T pour des courants I_e compris entre 0 et I_M (I_M étant le courant à partir duquel f_T commence à décroître), on peut écrire [2] :

$$\frac{1}{f_T(V_c, I_e)} = 2\pi\alpha_0 \frac{kT}{qI_e} C_{TE} + 2\pi \frac{W_b^2}{nD_n} \qquad (3)$$

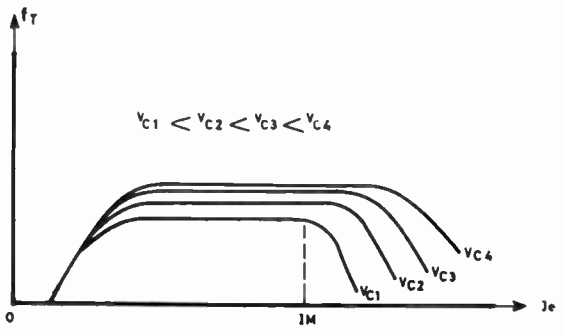


FIG. 3. — Variation de f_T avec le courant émetteur.

formule dans laquelle :

α_0 : gain en base commune,
k : constante de Boltzmann,
T : température absolue,
q : valeur absolue de la charge de l'électron,
C_{TE} : capacité de l'émetteur,
W_b : épaisseur de base du transistor,
D_n : constante de diffusion des électrons,
n : coefficient numérique.

Pour un courant I_e suffisamment élevé, on peut négliger le premier terme du second membre devant le deuxième terme. Nous définissons le $f_{T_{max}}$ théorique par l'expression :

$$\frac{1}{f_{T_{max}}(V_c)} = 2\pi \frac{W_b^2(V_c)}{nD_n}.$$

C'est-à-dire :

$$f_{T_{max}}(V_c) = \frac{nD_n}{2\pi W_b^2(V_c)}. \qquad (4)$$

Examinons les différents paramètres qui interviennent dans la relation (4) :

Constante de diffusion D_n

Elle est reliée à la mobilité par la relation d'Einstein :

$$D_n = \frac{kT}{q} \mu_n \text{ cm}^2/\text{s},$$

$$D_n = 0{,}026\ \mu_n \text{ cm}^2/\text{s (à 300 °K)}. \qquad (5)$$

La mobilité μ_n varie très sensiblement avec la résistivité. La courbe de la figure 4 en représente les variations avec la résistivité (d'après Transistor Engineering, ALVIN-PHILLIPS). Cette courbe et la relation (5) nous permettent de déterminer D_n en fonction de la résistivité.

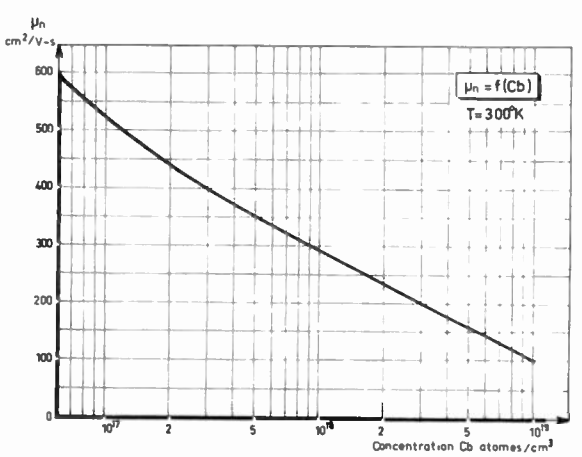


FIG. 4. — Variation de la mobilité des électrons dans le type P, avec la résistivité.

Epaisseur de base W_b

La base étant fortement dopée, on peut admettre que la charge d'espace s'étend uniquement du côté collecteur donc W_b est indépendant de la tension V_c.

Coefficient n

La valeur de n (4) peut être comprise entre 1 et 6 suivant la distribution des porteurs majoritaires dans la base. On a constaté que la valeur $n = 4$ convenait bien pour nos transistors.

b) *Présentation des résultats*

On a déterminé expérimentalement la relation (voir fig. 5) :

$$BV_{EBO} = f(\bar{\rho}_p),$$

$\bar{\rho}_p$ étant la résistivité moyenne de la base, donnée par :

$$\bar{\rho}_p = R_\square (W_e + W_b) \qquad (6)$$

où $R_\square$: résistance en surface de la base,

W_e : pénétration de l'émetteur.

On a représenté également sur la figure 5 la fonction :

$$f_T = \frac{2D_n(\bar{\rho}_p)}{\pi W_b^2},$$

en prenant W_b comme paramètre. Ainsi, connaissant la tension de claquage de l'émetteur et l'épaisseur de base, on peut déterminer la fréquence $f_{T_{max}}$. Inversement, connaissant $f_{T_{max}}$ et BV_{EBO} on peut déterminer l'épaisseur de base du transistor.

Comme on peut le voir sur les courbes de la figure 5, l'influence du dopage sur f_T est considérable et, dans la réalisation d'un avant-projet, il faudra en tenir compte.

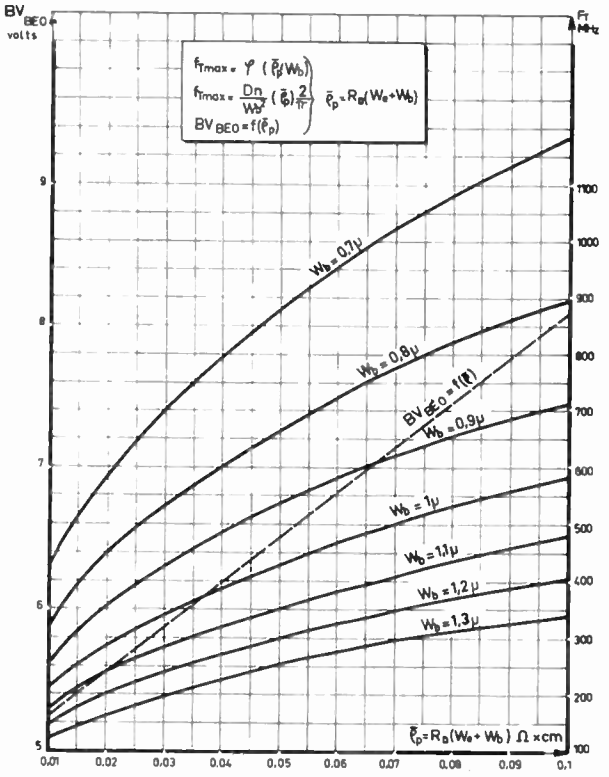


FIG. 5. — *a)* Droite donnant la tension de claquage en fonction de la résistivité de la base (en tirets).

b) Courbes donnant la fréquence de transition f_T en fonction de la résistivité de la base, avec l'épaisseur de la base W_b comme paramètre.

2.1.4. *Amélioration du rapport* $\dfrac{f_T}{r_{bb'}C_{b'c}}$

Nous avons vu que :

$$f_{T_{max}} = \frac{nD_n}{2\pi W_b^2}.$$

La résistance de base $r_{bb'}$ est donnée par :

$$r_{bb'} \approx R_\square \frac{l}{p_e},$$

formule dans laquelle :

l : distance entre le contact de base et le bord de l'émetteur,

p_e : périmètre émetteur.

Or : $$R_\square = \frac{\bar{\rho}_p}{W_e + W_b}$$

donc : $$r_{bb'} \approx \frac{\bar{\rho}_p}{(W_e + W_b)} \frac{l}{p_e}.$$

La capacité $C_{b'c}$ est donnée par la relation :

$$C_{b'c} \approx AS\rho^{-\frac{1}{n'}},$$

formule dans laquelle :

A : constante (dépend de V_c, I_c),

S : surface de la base,

ρ : résistivité du collecteur,

n' : nombre compris entre 2 et 3.

On a donc :

$$\frac{f_T}{r_{bb'}C_{b'c}} \approx \frac{np_e}{2\pi AlS} \frac{\left(1 + \dfrac{W_e}{W_b}\right)}{W_b} \frac{D_n(\bar{\rho}_p)}{\bar{\rho}_p} \rho^{\frac{1}{n'}}. \qquad (7)$$

Nous avons tracé dans l'intervalle compris entre 0,01 et 0,1 Ω·cm, la courbe donnant les variations de μ_n avec ρ_p (fig. 6) en utilisant les courbes

$$\mu_n = f(C_b) \text{ et } \rho_p = \varphi(C_b)$$

que l'on trouve dans Transistor Engineering, ALVIN-PHILLIPS. (C_b = concentration en impuretés dans la base).

Dans l'intervalle considéré, μ_n est bien représenté par un segment de droite donc :

$$\mu_n = 100 + \lambda(\rho_p - 0{,}01)$$

ρ_p étant exprimé en Ω·cm et μ_n en $cm^2/V.s$

et l'on aura : $D_n = D_n^1 + \gamma(\rho_p - \rho_p^1)$,

d'où : $D_n = a + b\rho_p \quad a>0 \quad \text{et} \quad b>0$

et enfin :

$$\frac{f_T}{C_{b'c} r_{bb'}} = \frac{np_e}{2AlS} \frac{\left(1+\frac{W_e}{W_b}\right)}{W_b} \frac{(a+b\bar{\rho}_p)}{\bar{\rho}_p} \rho^{\frac{1}{n'}}. \qquad (8)$$

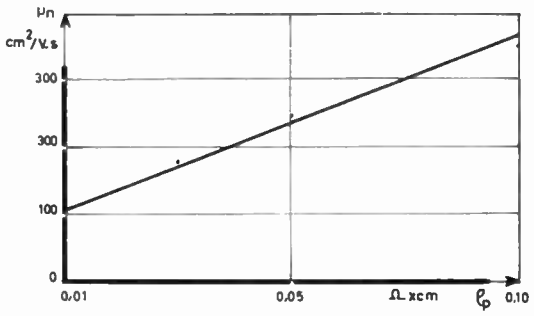


FIG. 6. — Variation de la mobilité des porteurs minoritaires en fonction de la résistivité.

On voit ainsi que ce rapport augmente lorsque $\bar{\rho}_p$ diminue.

En conclusion pour améliorer le gain en puissance en *petits signaux*, il faut :

— un périmètre émetteur aussi long que possible,

— une épaisseur de base aussi faible que possible,

— une surface de base aussi faible que possible,

— un dopage maximal de la base, compatible avec une efficacité d'injection suffisante pour assurer un gain en courant au moins égal à 5,

— une résistivité collecteur maximale.

2.2. ETUDE EN RÉGIME FORTS SIGNAUX

Lorsque l'amplitude du signal de sortie augmente, le gain en puissance diminue par suite de la décroissance de f_T aux courants forts et faibles. En même temps que le courant collecteur augmente, la tension collecteur diminue ce qui accentue encore la décroissance de f_T.

On retrouve le même phénomène lorsque l'on observe le comportement de $r_{bb'}$ $C_{b'c}$ en fonction du courant collecteur, au sens de variation près. Les courbes de la figure 7 traduisent ces variations.

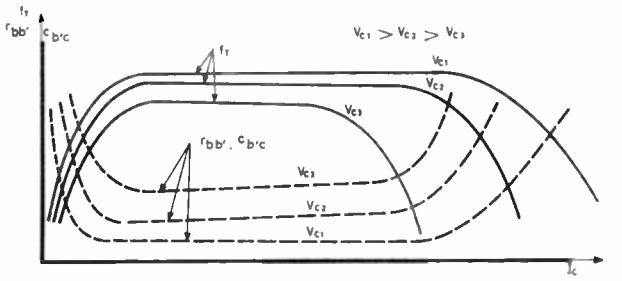


FIG. 7. — Variations de f_T et de $r_{bb'}$, $c_{b'c}$, en fonction du courant collecteur I_c avec V_c comme paramètre.

Ainsi, de toute évidence, pour conserver le gain en puissance constant, lorsque la puissance de sortie augmente, il faut reculer au maximum la valeur de courant à partir de laquelle f_T commence à décroître et à partir de laquelle $C_{b'c}$ commence à augmenter.

Dans l'élaboration d'un avant-projet, en ce qui concerne la puissance de sortie, on peut être guidé par les données suivantes :

La puissance de sortie est :

a) proportionnelle au périmètre de l'émetteur,

b) d'autant plus grande que le dopage de base est grand,

c) d'autant plus grande que l'épaisseur de la base est faible,

d) d'autant plus grande que la résistivité et l'épaisseur de la couche épitaxiale sont faibles.

3. Avant-projet de transistors VHF de puissance

A la suite de l'étude précédente, il est possible d'envisager la façon d'établir l'avant-projet d'un transistor VHF de puissance. Le procédé de réalisation choisi est du type « structure plane », en utilisant du matériau épitaxial.

3.1. TRANSISTOR A

Performances demandées :

$P_0 > 1{,}7$ W à $f = 180$ MHz,
$G_p > 6$ dB,
Rendement > 40 %,
Tension d'alimentation : 40 V

3.1.1. *Détermination du produit* $r_{bb'}C_{b'c}$

La formule donnant le gain en puissance en régime « petits signaux » donne la valeur maximale du produit $r_{b'c}$ $C_{b'c}$:

$$G_p = \frac{f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} C_{b'c}} \quad \text{ou} \quad r_{bb'}C_{b'c} = \frac{f_T}{8\pi f^2 G_p}.$$

En prévoyant une épaisseur de base de 1,3 μ et une résistivité moyenne de base de l'ordre de 0,05

Ω·cm, les courbes de la figure 5 nous indiquent la valeur de f_T correspondante, soit 250 MHz.

On en déduit $r_{bb'}C_{b'c} \simeq 50$ ps.

La formule appliquée n'est rigoureusement valable qu'en régime petits signaux et on constate expérimentalement qu'il convient d'introduire un facteur 1/3 dans la formule donnant G_p pour le régime forts signaux, ce qui donne :

$$r_{bb'}C_{b'c} \simeq 16 \text{ ps},$$

c'est-à-dire par exemple :

$$r_{bb'} = 2\ \Omega,$$

$$C_{b'c} = 8 \text{ pF}.$$

3.1.2. *Périmètre émetteur*

Comme il est mentionné dans la première partie, la résistance de base $r_{bb'}$ est donnée par :

$$r_{bb'} = R_\square \frac{l}{p_e}.$$

Pour obtenir $r_{bb'} = 2\Omega$, on peut choisir, pour $R_\square = 150\,\Omega$: $l = 20\ \mu$ et $p_e = 1{,}5$ mm.

La valeur du périmètre ainsi déterminée n'est qu'une valeur indicative, et il convient de prendre un coefficient de sécurité.

Il faut remarquer que si l'on veut obtenir une puissance de sortie de 1,7 W avec un rendement de 40 % et pour une tension d'alimentation de 40 V, le courant I_c se trouve déterminé : 106 mA. Il est nécessaire que les caractéristiques f_T, h_{12b}/ω demeurent sensiblement constantes jusqu'à $I_c = 212$ mA (deux fois la valeur de I_c du point de fonctionnement). Cette qualité de linéarité peut être obtenue avec un périmètre de 1,5 mm mais il est d'autant plus facile de l'obtenir que p_e est plus grand.

3.1.3. *Surface de base*

La tension d'alimentation étant prévue de 40 V, la tension de claquage BV_{CES} doit être supérieure à 80 V. Pour assurer cette caractéristique par le procédé « structure plane » avec diffusions peu profondes, la résistivité de la couche épitaxiale doit être supérieure à 2,5 Ω·cm. Pour cette valeur de résistivité, une surface de base de moins de 0,4 mm² donne une capacité de moins de 8 pF (détermination d'après les abaques de LAWRENCE et WARNER). A surface égale, une résistivité supérieure à 2,5 Ω·cm contribue à donner une valeur de capacité plus faible, mais une résistivité trop grande dégrade la linéarité de f_T et h_{12b}/ω.

3.1.4. *Résultats*

Des transistors ayant les caractéristiques suivantes :

Surface de base : 0,26 mm²,

Périmètre émetteur : 2,1 mm,

ont été réalisés, en utilisant du silicium dont la résistivité de la couche épitaxiale est de 3 Ω·cm, et les résultats obtenus peuvent être résumés ainsi :

$$h_{12b}/\omega = 15 \text{ ps}$$

$$P_o = 2 \text{ W}$$

$$G_p = 8 \text{ dB}$$

au point de mesure 40 V - 100 mA.

Le tableau ci-dessous présente les valeurs calculées et les résultats des mesures :

Caractéristiques	Valeurs calculées	Valeurs mesurées
h_{12b}/ω	16 ps	15 ps
P_0	1,7 W	2 W
G_p petits signaux	12 dB	17 dB
G_p forts signaux	8 dB	8 dB

3.2. TRANSISTOR B

Performances demandées :

$P_0 > 3$ W à $f = 180$ MHz,

$G_p > 6$ dB,

Rendement > 40 %,

Tension d'alimentation : 40 V.

3.2.1. Le calcul peut être conduit de la même façon que pour le transistor A, et aboutit à :

$$r_{bb'}C_{b'c} \simeq 16 \text{ ps}.$$

3.2.2. Les valeurs $r_{bb'} = 2\ \Omega$ et $C_{b'c} = 8$ ps peuvent être encore envisageables, sous réserve des remarques suivantes :

— La puissance de sortie étant sensiblement proportionnelle au périmètre émetteur, il faut prévoir un périmètre de 3 mm environ, pour une puissance haute fréquence de 3 W.

— Il est possible de prendre des tolérances un peu plus serrées, de façon à éviter une augmentation de la surface de base dans le même rapport que le périmètre émetteur. Une autre raison d'éviter une augmentation trop grande de la surface de base est la difficulté de réalisation des bases minces avec l'accroissement de la surface de base.

L'allongement du périmètre émetteur et le resserrement des tolérances ont le même effet de réduire la résistance de base $r_{bb'}$; la limite $r_{bb'} = 2\ \Omega$ demeure donc valable.

Si, d'autre part, la surface de base choisie est inférieure à 0,4 mm², l'utilisation de silicium, de résistivité supérieure à 2,5 Ω·cm, est possible et la capacité $C_{b'c}$ demeure inférieure à 8 pF.

3.2.3. *Résultats*

Pour réaliser les transistors de ce type, la figure géométrique choisie a les caractéristiques suivantes :

Surface de base : 0,3 mm²,
Périmètre émetteur : 3 mm.

Les performances essentielles de ces transistors sont :

$$h_{12b}/\omega = 10 \text{ ps.}$$
$$P_0 = 3{,}9 \text{ W}$$
$$G_p = 8 \text{ dB}$$

au point de fonctionnement 40 V - 188 mA.

3.3. TRANSISTOR C

Performances demandées :

$P_0 > 6$ W à $f = 180$ MHz,
$G_p > 6$ dB,
Rendement > 40 %,
Tension d'alimentation : 40 V.

3.3.1. De même que pour les avant-projets précédents, le calcul aboutit à $r_{bb'}C_{b'c} \simeq 16$ ps, mais les valeurs $r_{bb'} = 2\ \Omega$ et $C_{b'c} = 8$ pF ne conviennent pas.

En effet, pour une puissance de sortie de 6 W, il est nécessaire d'envisager un périmètre émetteur de 6 mm, c'est-à-dire deux fois le périmètre choisi pour le transistor B. Comme il n'est pas possible de réduire exagérément les tolérances, la surface de base doit être prévue double de celle du transistor B soit 0,6 mm², et la valeur de C_c est également double de celle du transistor B, pour le même silicium. Il serait évidemment possible de réduire la capacité en utilisant du matériau de résistivité élevée, mais ce serait au détriment de la linéarité de f_T et h_{12b}/ω et ces paramètres sont essentiels.

Il est donc préférable d'envisager $r_{bb'} = 1\ \Omega$ et $C_{b'c} = 16$ pF ; la valeur $r_{bb'} = 1\ \Omega$ peut être obtenue puisque le périmètre émetteur est double.

3.3.2. *Résultats*

Des transistors de caractéristiques géométriques :

Surface de base : 0,63 mm²
Périmètre émetteur : 6,5 mm

ont été réalisés, à partir de silicium épitaxial de résistivité 3 Ω·cm et les performances obtenues sont : $P_0 = 8$ W à $f = 180$ MHz et $G_p = 9$ dB, au point de mesure 40 V - 375 mA.

4. Résultats expérimentaux

Cette partie groupe les courbes et tableau montrant l'influence des principaux paramètres sur les performances des transistors VHF de puissance.

4.1. VARIATION DE P_0 EN FONCTION DE p_e

La figure 8 montre la répartition des performances des transistors des types A, B et C.

Il convient de remarquer que les transistors ont été réalisés à partir de plaquettes de silicium épitaxial de caractéristiques semblables, et dans des conditions de diffusions identiques.

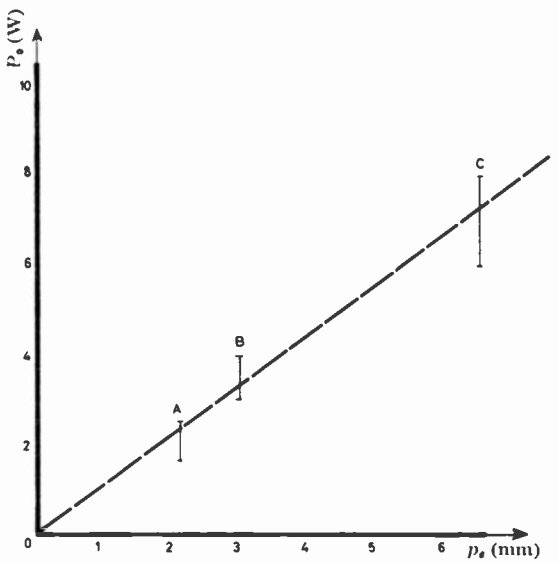


FIG. 8. — Variations de P_0 en fonction de p_e.

D'autre part, les géométries choisies ont des tolérances sensiblement voisines : 15 à 20 μ.

4.2. VARIATIONS DE P_0 EN FONCTION DU DOPAGE DE LA BASE

Pour les transistors de type A, on a fait diverses expériences en utilisant des plaquettes de caractéristiques semblables et en changeant les conditions de diffusions.

Le tableau ci-dessous montre l'évolution des performances pour une épaisseur de base identique : la valeur de f_T est plus faible pour une concentration en atomes d'impuretés plus élevée, mais la valeur de h_{12b}/ω est très nettement plus faible.

C_S bore at/cm³	C_S phosphore at/cm³	f_T	h_{12b}/ω	P_0	G_p
$2{,}7 \cdot 10^{18}$	$3{,}5 \cdot 10^{20}$	300 MHz	180 *ps*	0,5 W	2 dB
$4{,}5 \cdot 10^{18}$	$3{,}8 \cdot 10^{20}$	250 MHz	30 *ps*	1,4 W	6 dB
$6 \cdot 10^{18}$	$3{,}2 \cdot 10^{20}$	200 MHz	15 *ps*	1,9 W	8 dB

Ce résultat est confirmé par les variations de P_0 en fonction de $R_\square\ (W_e + W_b)$ (fig. 9).

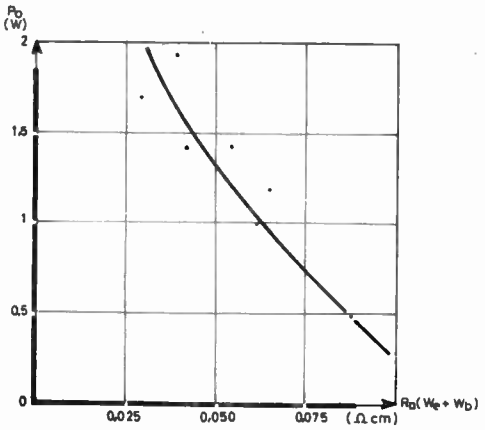


FIG. 9. — Variations de P_0 en fonction du dopage de la base.

5. Conclusion

Nous venons d'exposer une méthode qui peut servir de guide dans la réalisation d'un avant-projet de transistor VHF de puissance.

Les points essentiels sont, d'une part, le gain en puissance en petits signaux, et d'autre part, la puissance de sortie qui est proportionnelle au périmètre de l'émetteur.

A l'heure actuelle des expériences sont en cours pour la réalisation de transistors pouvant délivrer jusqu'à 15 W à 180 MHz et 5 W à 500 MHz.

* * *

Nous tenons à remercier MM. J.-C. BRUNET, J. LENOIR, D. MARTINEAU, G. RAPPE, J.-P. RIOULT pour la part active qu'ils ont prise dans le développement et l'industrialisation de ces transistors.

BIBLIOGRAPHIE

Transistor Engineering, ALVIN B. PHILLIPS, Mc GRAW-HILL.

[1] Transistor I.F. Amplifiers, *Electronic Applications*, **21**, 4.

[2] KESTENBAUM A.L. et DITRICK N.H. — Design construction and high frequency performance of drift transistors. *RCA Review*, **18**, mars 1957, pp. 12-23.

[3] KIRK C.T. — A theory of transistor cut off frequency (f_T) falloff at high current densities. *IRE Transactions on electron devices*, mars 1962.

[4] ENCINAS J. — Rapport interne non publié.

[5] LAWRENCE H. and WARNER R.M. — Diffused junction depletion layer calculation *B.S.T.J.* mars 1960, p. 389.

TRANSISTOR SILICIUM DE PUISSANCE 1 W - 250 MHz RÉALISÉ PAR TRIPLE DIFFUSION

PAR

E. TONNEL

Ingénieur à la Compagnie Générale des Semiconducteurs (COSEM)
Saint-Egrève (Isère)

La maturité acquise dans la fabrication des transistors, permet, à ce jour, aux utilisateurs professionnels, de reposer le problème de l'amélioration des performances, en fréquence et en puissance, des éléments mis à leur disposition.

La même question avait été soumise aux fabricants de tubes par les radio-électriciens dès 1930, elle devait aboutir aux règles de similitude que SAMUEL, en 1937, mit en application sur une série de tubes qui mettait nettement en évidence le compromis fréquence/puissance, et la chute de la puissance de sortie pour les éléments très hautes fréquences.

Une analyse comparable permit à DEVIATKOV, en 1941, de mettre au point la lampe phare en abandonnant le schéma du tube classique pour porter son attention sur le problème des connexions qui devient prépondérant lorsqu'on augmente à la fois la puissance et la fréquence d'utilisation.

Ces deux exemples reflètent parfaitement les tendances qui se font jour à l'heure actuelle sur les éléments VHF silicium.

En effet, ces préoccupations s'adressent presque exclusivement aux éléments silicium de type plan et cela pour plusieurs raisons :

— les unes sont liées directement à la nature du semiconducteur et à ses possibilités, supérieures à celles du germanium, par exemple, pour ce qui est de la tenue des performances en fonction de la température ;

— les autres découlent, naturellement, de la souplesse et de l'étendue des possibilités qu'offrent les techniques de fabrication de ces éléments, à savoir la photogravure et la diffusion.

Ces deux techniques, bien connues maintenant pour leur précision et leur reproductibilité, mettent en effet entre les mains des techniciens des outils incomparables qui permettent d'envisager des éléments que les techniques d'alliage, si perfectionnées soient-elles, laissaient difficilement entrevoir.

L'ensemble de ces raisons, liées aussi bien aux matériaux qu'aux techniques utilisées, ont déterminé depuis quelques années l'évolution rapide des transistors au silicium diffusé, vers les fréquences élevées.

L'application de ces règles de similitude a orienté très rapidement les techniciens vers une diminution de l'encombrement géométrique de l'élément utile, afin d'augmenter ses performances en fréquence : la conservation des densités de courant ne pouvait conduire qu'à des puissances faibles. Le deuxième pas à franchir était l'augmentation des densités de courant. Cette évolution a été marquée par plusieurs étapes, maintenant classiques : la triple diffusion, l'épitaxie, l'interconnexion et les technologies modernes utilisées pour le montage de ces éléments.

Nous allons essayer de préciser quels sont, dans les éléments, les paramètres sur lesquels portent les règles de similitude, de définir, en quelque sorte, le transistor élémentaire et ses performances limites ; dans une deuxième étape, nous étudierons les problèmes posés par la mise en parallèle de ces éléments, à savoir la répartition des courants et les échanges avec l'extérieur, aussi bien électrique que thermique, les problèmes des connexions et des supports utilisés.

Pour cela, il est nécessaire de donner une description sommaire de la méthode de réalisation d'un élément silicium plan *NPN*, par exemple (fig. 1).

Le matériau initial est une plaquette de silicium de type *N*, la face avant, qui va servir de face de référence, sera polie « optique », c'est à partir de celle-ci que va s'élaborer l'élément. Dans un premier temps, la base 1 sera diffusée à travers la fenêtre 1 gravée dans l'oxyde, l'émetteur sera diffusé dans une deuxième opération dans la fenêtre 2.

Ces diffusions sont effectuées à haute température

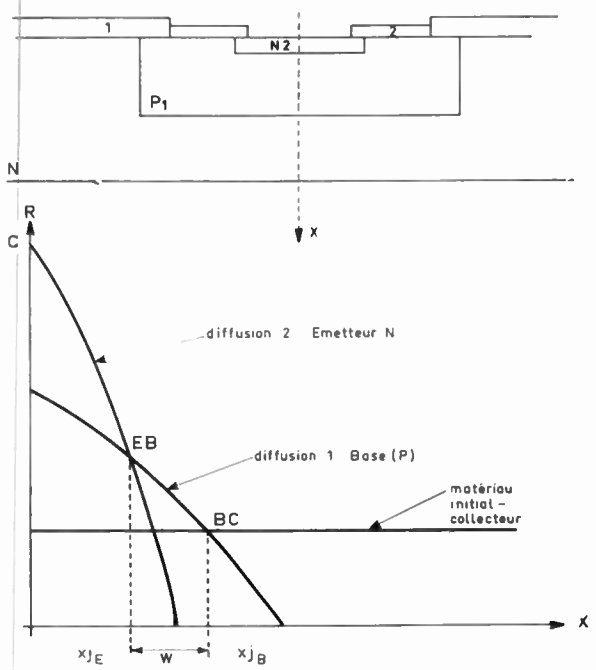


FIG. 1. — Réalisation d'un transistor silicium plan *N P N*.

(~ 1 200 °C) et elles sont localisées grâce aux propriétés de masquage de la silice.

La coupe x montre le profil des diffusions (concentrations en fonction de l'espace) obtenues après ces opérations dans le matériau initial qui forme le collecteur de l'élément.

Elle met en évidence les jonctions *EB* (émetteur-base) et *BC* (base-collecteur).

Le choix des profils des diffusions de l'élément va régler définitivement toutes les caractéristiques ne faisant pas intervenir le courant, en particulier, les différentes tenues en tension des jonctions ainsi réalisées.

$BV_{EB} \leftrightarrow C_B^s$: concentration superficielle de la base.

$BV_{CB} \leftrightarrow \frac{\partial}{\partial x} C_B^{xj}$: gradient de la diffusion de base à la jonction collecteur-base x_{jB} pour un transistor plan.

$BV_{CB} \leftrightarrow C_B^{xj} = C_c$: concentration du collecteur pour un mesa.

$BV_{CEO} \leftrightarrow C_c$ et W : concentration du collecteur et épaisseur de base W.

Si l'on recherche un élément ayant de bonnes performances en fréquence, on va être conduit tout naturellement, comme pour les tubes, à diminuer le temps de transit dans la base W, et cela de deux façons, en diminuant l'épaisseur de base W et en augmentant les gradients des diffusions. Un transistor HF va donc se caractériser par des profils de diffusion abruptes et des jonctions peu profondes (de 1 à 3 μ) ; en contrepartie les tenues en tension seront relativement plus faibles.

Il est assez difficile de donner une valeur exacte des fréquences limites que l'on peut espérer atteindre pour un transistor élémentaire, mais on peut déjà se fixer des ordres de grandeur.

On sait par exemple fabriquer des transistors de 20×30 μ^2 que l'on peut considérer comme élémentaires à ce jour ; ils atteignent 2 000 MHz pour des $V_{EB} = 4$ V et $V_{CEO} \sim 15$ V, ont des épaisseurs de base $W < 1$ μ et présentent une durée de vie des porteurs dans la base qui doit être très faible, si l'on ne veut pas atteindre des gains statiques, hors de proportion avec une tenue en tension V_{CEO} acceptable. Il est bien évident, que la diminution du temps de transit obtenue par la diminution de l'épaisseur de base W, augmente l'interaction émetteur-collecteur ; on doit minimiser celle-ci par un affaiblissement accru dans la base.

Les performances du transistor élémentaire étant ainsi définies par le programme de diffusion et la résistivité du matériau de base adoptés, il nous reste à associer ces éléments pour répondre au problème pratique posé, en choisissant un courant moyen de fonctionnement.

Pour cela, considérons la géométrie d'un élément classique et analysons l'incidence de sa structure géométrique sur ses caractéristiques électriques.

On distingue (fig. 2) :

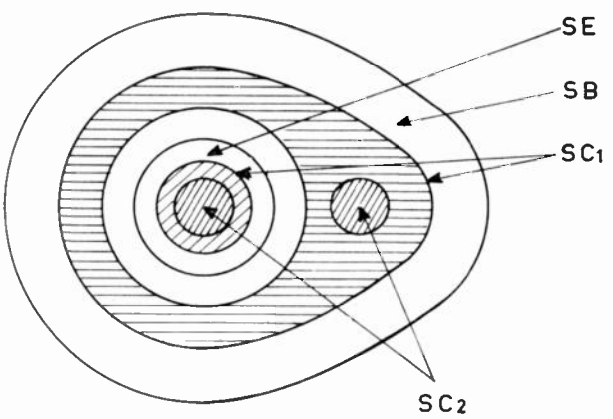


FIG. 2. — Géométrie d'un élément classique.

— d'une part, les surfaces d'émetteur S_E et de base S_B qui vont déterminer les capacités C_{TE} et C_{ob} de l'élément ;

— d'autre part, le périmètre émetteur *LE*, qui règle les aptitudes de l'élément en courant (on admet généralement 1 A/cm).

— enfin, les surfaces de contact S_{C1} et S_{C2} et leur distance d au périmètre émetteur.

Les surfaces de contact répondent à deux impératifs : permettre le montage des connexions en SC_2 et répartir en SC_1, le plus régulièrement possible, le courant qui doit atteindre la partie active de l'élément, le long du périmètre émetteur.

Les techniques de montage actuelles ne permettent pas de diminuer SC_2 en dessous de 40×40 μ^2, c'est pourquoi il a été nécessaire, pour les très petits élé-

ments, de reporter ces surfaces de montage, à l'extérieur des parties actives. Pour les éléments de puissance, il est nécessaire de disposer de surfaces SC_2 importantes qui permettent l'utilisation de connexions largement dimensionnées qui réduisent les pertes dans les connexions, en haute fréquence. On est donc amené, dans les deux cas, à reporter SC_2 à l'extérieur de S_B. Cette « interconnexion » est d'ailleurs favorable à la fiabilité de l'élément, dont les parties actives échappent ainsi aux contraintes du montage.

La technique de métallisation par film d'aluminium est adoptée d'une manière quasi générale pour les transistors *NPN*, Elle est reproductible et d'une utilisation relativement aisée, elle donne des résistances de contact entre SC_1 et le silicium qui imposent une densité de courant maximale (différente d'ailleurs sur la base et sur l'émetteur). La forme de SC_1 est donc déterminée par les considérations précédentes, à savoir : une surface minimale pour permettre le passage du courant choisi, un périmètre qui est égal à deux fois le périmètre émetteur. Cette forme doit être peu allongée, afin de minimiser les chutes de potentiel dans les métallisations.

Les connexions sont actuellement des fils d'aluminium qui sont soit thermo-compressés, soit soudés à l'ultrason sur les surfaces SC_2. Le dimensionnement des surfaces SC_2 sera dicté alors par le type de soudure et la capacité parasite admissible, ce dernier point ne prenant, du reste, une importance réelle que pour les très petits éléments.

Ces quelques considérations permettent maintenant de mieux comprendre l'orientation donnée à la géométrie des transistors HF, elle a été essentiellement dirigée vers l'augmentation des courants admissibles dans une surface de base donnée. Elle se traduit par des longueurs émetteur de plus en plus grandes, obligatoirement repliées, et ménageant des surfaces de contact qui présentent des formes optimales. Chaque constructeur fait assaut d'imagination et l'on connaît bien maintenant ces structures qui sont chargées de résoudre les dernières difficultés. Elles ont été lancées sous des dénominations commerciales diverses : snow flacke, star, leaf, peigne.

En fait, toutes ces structures ont leur raison d'être, mais les règles de similitude nous ayant amené à augmenter les densités de courant, la puissance à dissiper va augmenter dans les mêmes proportions ; en quatre ans, ces densités ont été multipliées par dix, la conductibilité thermique du silicium restant la même.

Le problème des résistances thermiques internes, se pose à ce jour d'une façon aiguë :

— Ce point est lié très étroitement à la répartition des lignes de courant dans l'élément. Cette répartition entraîne des variations de la résistance thermique avec le courant et la tension.

— Une bonne méthode expérimentale pour contrôler l'efficacité de la géométrie préconisée consiste à prendre des photos infrarouges de l'élément en fonctionnement, et d'optimiser la géométrie en améliorant la répartition thermique (fig. 3 et 4).

— Des progrès ont été faits également dans la fabrication des embases de transistor ; l'utilisation

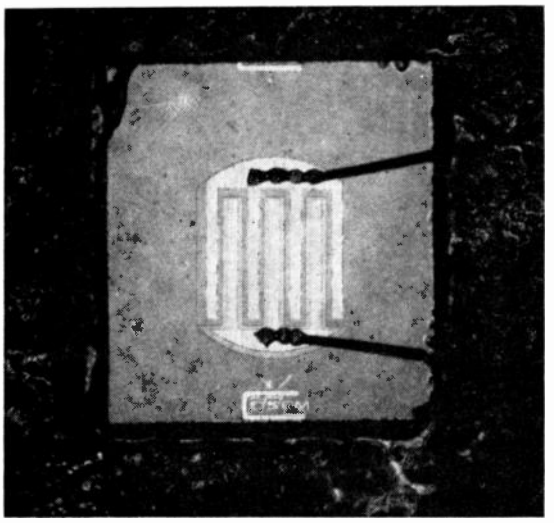


FIG. 3. — Géométrie interdidigitée d'un élément de puissance HF plan. L'émetteur présente trois doigts et le contact de la base, quatre.

des pastilles d'oxyde de béryllium métallisées met à la disposition du technologue une embase présentant une faible résistance thermique et un isolement électrique qui est intéressant en HF.

Nous allons, à titre d'exemple, présenter les caractéristiques électriques obtenues sur un élément VHF - *NPN* silicium, étudié et réalisé sous l'impulsion d'un marché du Service Technique des Télécommunications de l'Air.

Les caractéristiques de fonctionnement demandées étaient les suivantes :

- Puissance moyenne minimale : 1 W (modulable à 90 %).
- Puissance crête : 4 W.
- Fréquences d'utilisation : de 240 à 260 MHz.
- Gain minimal : 6 dB.
- Tension de polarisation : de 21 à 30 V.

Des considérations relatives au type de montage utilisé (émetteur commun), à la nature de la modulation et au rendement minimal admissible, nous conduisent à prendre comme limite pour les courants

FIG. 4. — Photo infrarouge du même élément dissipant 30 W. Les parties claires soulignent l'injection et sa répartition le long du périmètre émetteur.

et les tensions les valeurs déterminées de la façon suivante :

— en crête de tension :

$$V_M \simeq 4 \times 30 = 120 \text{ V} = V_{CER} ,$$

— la puissance crête de 4 W exige, si l'on tient compte de la basse fréquence de modulation et d'un rendement de l'ordre de 40 %, une puissance appliquée de 10 W, soit un courant moyen de l'ordre de 200 mA à 50 V.

On estime que le régime de fonctionnement en classe B ou C, entraîne une crête de courant :

$$I_M \simeq 5 \times 200 \text{ mA} \simeq 1 \text{ A} .$$

Le gain minimal de 6 dB à 250 MHz nécessite à l'adaptation, un facteur de mérite :

$$F_M = \sqrt{\frac{f_1}{8\pi r_{bb'} C_{b'c}}} > 500 \text{ MHz},$$

f_1 : fréquence pour laquelle le gain en courant (émetteur commun) est égal à un.

$C_{b'c}$: capacité base-collecteur.

$r_{bb'}$: résistance de base.

La réalisation de cet élément illustre les deux préoccupations de nature différente soulignées précédemment :

— d'une part, l'obtention des caractéristiques « statiques » du transistor élémentaire qui sont étroitement définies par le choix de la résistivité du matériau et le programme de diffusion,

— d'autre part, les aptitudes « dynamiques » en courant qui sont liées à la géométrie et à la technologie adoptées.

Le matériau de base est du silicium de type N de 6 Ω·cm, diffusé sur 100 μ sur la face arrière avec du phosphore afin de minimiser la résistance collecteur. L'épaisseur totale de la plaquette étant de 120 μ (fig. 5).

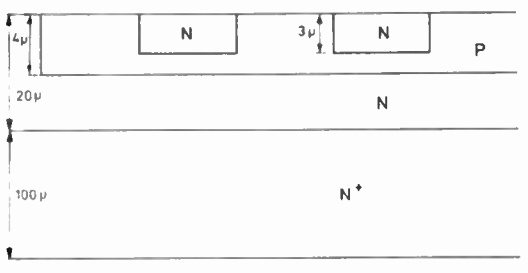


FIG. 5. — Coupe du transistor étudié montrant les différentes couches diffusées.

Le programme de diffusion est choisi de manière à produire un transistor plan, la diffusion de la jonction collecteur-base est réalisée avec du bore ; la profondeur de la couche inversée est de l'ordre de 4 μ pour une concentration en surface de 10^{19} A/cm³.

La jonction émetteur-base est obtenue par une diffusion de phosphore sur une profondeur de 3 μ, la concentration superficielle étant ici de l'ordre de 10^{21} A/cm³.

Ce programme établit le compromis entre une concentration superficielle élevée de la base minimisant la valeur $r_{bb'}$, et un gradient au niveau de la jonction collecteur-base permettant une tenue en tension de l'ordre de 100 V.

La géométrie choisie est celle de la figure 6. Nous avons réalisé une arête de poisson afin de raccourcir la longueur des dents, réduisant ainsi les chutes de tension.

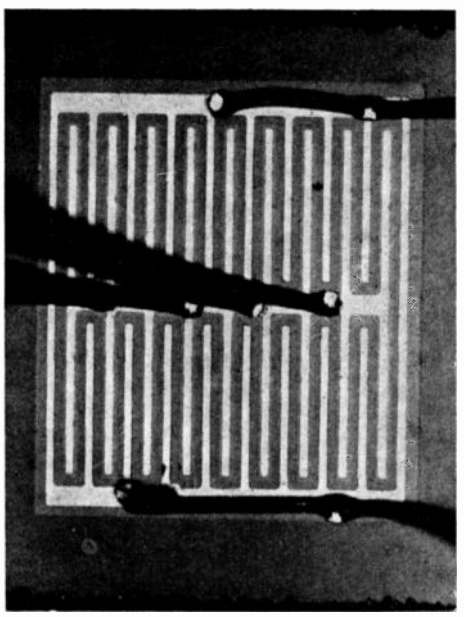


FIG. 6. — Géométrie superficielle de l'élément 1 W, 250 MHz.

La largeur d'une dent est de 35 μ pour une longueur de 300 μ, la métallisation réalisée en aluminium est de 15 μ de largeur, et la distance d, des contacts au périmètre émetteur, de 7,5 μ.

Cette géométrie procure une longueur d'émetteur développée de l'ordre de 1 cm, cohérente avec la bonne conservation du gain de cet élément jusqu'à 1 A (table caractéristique).

La technologie choisie (fig. 7) est du type MT31 : elle est composée d'un plateau en cuivre avec boulon et écrou qui permettent d'évacuer convenablement les calories vers le châssis.

Les connexions émetteur, base et collecteur arrivent sur la face opposée. Cette disposition permet de raccourcir au maximum les chemins thermiques et électriques qui sont nettement dissociés.

La puce est soudée sur une pastille de béryllium métallisée qui sert également de support pour les connexions émetteur-base. Cette pastille est elle-même brasée sur le plateau en cuivre.

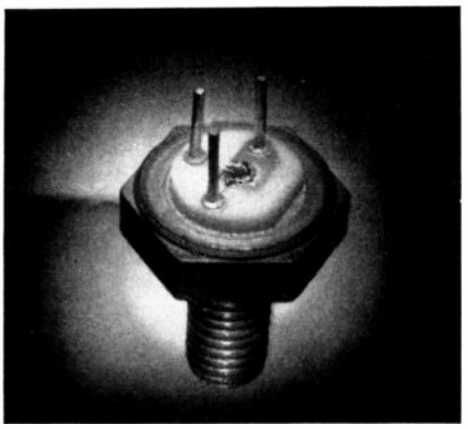


FIG. 7. — Perspective de la technologie adoptée.

Le tableau suivant donne les caractéristiques électriques types obtenues sur les éléments prototypes ainsi fabriqués.

V_{CB}	V_{EB}	V_{CEO}	V_{CER}	HF_E	5 V	V_{SCE}	V_{SBE}	C_{ob}	f_t	RC
									100 mA	28 V
100 μA	100 μA	30 mA	50 mA 10 Ω	100 mA	1 A	I_c = 500mA	I_b = 500mA	28 V	V_c = 10 V	100 mA
100 V	5,5 V	100 V	160 V	60	50	0,5 V	0,9 V	9 pF	200 MHz	10 ps

Nous avons également procédé à des essais fonctionnels avec un montage émetteur commun à 250 MHz à deux tensions différentes 28 V et 45 V, la présentation des résultats est résumée dans les graphiques des figures 8 et 9.

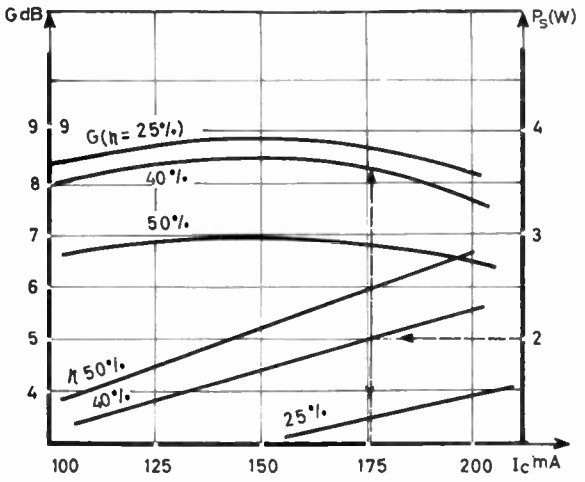


FIG. 8. — Graphique des résultats d'essais avec émetteur commun à 250 MHz pour une tension V_{CE} de 28 V.

Nous avons tracé à 250 MHz, pour deux tensions différentes, 28 et 45 V, d'une part, le rendement $P_s(w)$ en fonction de I_c (réseau de droites), et d'autre part, le gain à rendement constant en fonction de I_c (réseau de courbes). Choisissant un rendement et une puissance de sortie, on détermine un courant moyen I_c et on lit le gain correspondant à ce rendement.

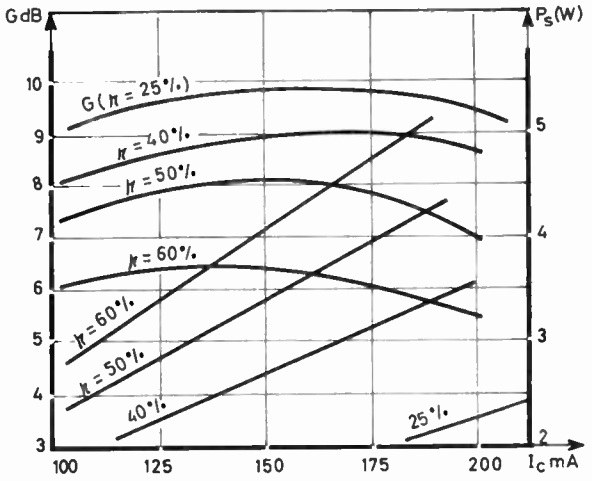


FIG. 9. — Graphique des résultats d'essais avec émetteur commun à 250 MHz pour une tension V_{CE} de 45 V.

Conclusion

La fabrication d'éléments HF de puissance met particulièrement en évidence les améliorations que le technologue a dû réaliser :

— l'augmentation de la définition des procédés de photogravure nécessitée par la finesse accrue de la géométrie permettant l'obtention de fréquences élevées,

— l'amélioration des connexions thermiques et électriques nécessitée par des densités de courant et de flux thermique accrus.

Ce travail est le résultat des études entreprises par le centre de recherche physico-chimique de la CSF, et de leur développement aux services techniques de la COSEM avec l'appui du service technique des Télécommunications de l'Air (*).

(*) Marché n° 9649/62 STTA.

CALCUL DES TRANSISTORS VHF DE PUISSANCE

RÉALISATION D'UN TRANSISTOR AU SILICIUM ÉPITAXIÉ FOURNISSANT 25 W A 16 MHz

PAR

S. FLAKS
Ingénieur en Chef
Mme R. SAINT-ESPRIT, G. FOURICHON, P. MICHELET
Ingénieurs

à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

Introduction

L'exposé de l'ensemble des problèmes posés par l'étude et la réalisation des transistors de puissance haute fréquence comporte trois parties essentielles :

1° A partir du schéma équivalent d'un transistor de puissance, un calcul sommaire permet de définir les paramètres physiques conduisant à des structures définies.

2° A partir des résultats précédents, la description des techniques mises en œuvre : épitaxie, oxydations, diffusions, métallisations, etc., technologie d'assemblage permettant la réalisation des transistors définis.

3° Les procédés et résultats de mesures.

1. Exposé du problème

Les principes qui nous guident dans le projet d'un transistor de puissance, les difficultés qui se présentent vont être discutées pour un transistor fournissant 25 W à 16 MHz. Ce transistor a été étudié pour le Service d'Etudes et Fabrications des Télécommunications du Ministère de la Guerre, au titre du Marché d'Etudes SEFT N° 501/251/50.

Lorsqu'un transistor doit fournir une puissance de sortie élevée, le problème thermique devient très important et la difficulté croît avec la fréquence de fonctionnement.

Le point essentiel pour les transistors de puissance est l'optimisation de l'efficacité du transistor. Deux objectifs doivent être simultanément atteints :

a) L'utilisation d'une surface de silicium minimale. Cela est obtenu par l'amélioration du rendement énergétique (augmentation du rapport entre la puissance alternative et la puissance dissipée au collecteur).

b) L'évacuation maximale de l'énergie thermique. Dans le but de maintenir la surface de silicium au minimum technologiquement possible et d'obtenir le fonctionnement aux fréquences élevées, la résistance thermique minimale sera recherchée pour les différentes parties des montages.

En fait, les problèmes électriques et thermiques sont étroitement liés, car ces transistors doivent travailler à tension assez élevée, à fort courant et à température élevée : $V_{CBO} > 70$ V, $I_{C\,\text{crête}}$ 15 A et t_j de l'ordre de 150 à 175 °C.

2. Gain de puissance d'un transistor

2.1. Schéma équivalent

A partir du schéma équivalent, l'influence de chaque paramètre est examinée. Cela nous permet de ne tenir compte que de ceux dont l'action est prépondérante.

La figure 1 donne le schéma équivalent [1], [2].

L'admittance de transfert se présente comme un générateur de courant αi_e ayant une fréquence de

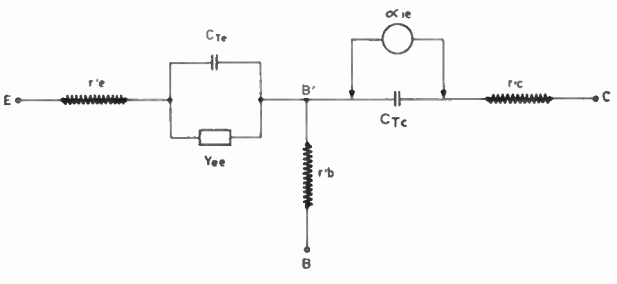


FIG. 1. — Schéma équivalent d'un transistor

coupure de diffusion $f\alpha$ pour laquelle $|\alpha^2|$ est inférieur de 3 dB à $|\alpha_0^2|$ [1].

r'_e : représente la résistance parasite du contact émetteur,

r'_c : est la résistance parasite du contact collecteur,

r'_b : la résistance de base,

C_{Te} et C_{Tc} : sont les capacités de transition des deux jonctions émetteur-base et collecteur-base,

Y_{ee} : comprend deux composantes : l'une réelle qui est l'admittance de la jonction émetteur représentée par g_m, l'autre imaginaire qui est la capacité de diffusion de l'émetteur représentée par C_s.

L'admittance est donnée par l'expression :

$$g_m = \frac{qI_e}{kT} = \frac{I_e}{0{,}026}, \tag{1}$$

formule dans laquelle :

I_e est le courant émetteur,

q la charge de l'électron,

k la constante de Boltzmann,

T la température absolue.

La capacité C_s correspond au temps de transit τ_b des porteurs minoritaires dans la base et au temps de transit τ_c dans la zone de charge d'espace de la jonction base-collecteur.

EARLY a établi que cette capacité peut s'écrire :

$$C_s = \frac{qI_e}{3kT}(2\tau_b + \tau_c). \tag{2}$$

La structure adoptée donne des temps de transit τ_b et τ_c suffisamment faibles, de sorte que la valeur de la capacité de diffusion est très petite devant l'admittance de la jonction émetteur-base ; la valeur des temps de transit, par contre, devient prépondérante pour la fréquence de coupure du gain de courant qui sera étudiée plus loin.

De même, la surface de l'émetteur est, en général, petite et donne une capacité de transition d'émetteur négligeable.

2.2. GAIN DE COURANT

Le gain de courant α dépend du rendement d'injection de l'émetteur γ et du facteur de transfert dans la base β :

$$\alpha = \beta\gamma. \tag{3}$$

Le facteur de transfert dans la base peut s'écrire :

$$\beta = \mathrm{ch}\left[(1 + jW\tau_n)^{1/2}\frac{W}{L_n}\right]. \tag{4}$$

Dans cette expression, τ_n est la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base, L_n leur longueur de diffusion et W l'épaisseur de la base.

Le rendement d'injection de l'émetteur s'écrit :

$$\gamma = \frac{1}{1 + \dfrac{\sigma_b W}{\sigma_e x_e}}, \tag{5}$$

σ_b et σ_e étant les conductivités de base et d'émetteur, W l'épaisseur de la base et x_e la plus petite des deux quantités : épaisseur de l'émetteur ou longueur de diffusion des porteurs minoritaires dans l'émetteur.

Aux fréquences éloignées de la fréquence de coupure, β peut être représenté par l'expression :

$$\beta_0 = 1 - \frac{1}{2}\frac{W^2}{L_n}. \tag{6}$$

2.3. FRÉQUENCE DE COUPURE DU GAIN DE COURANT

La variation de β avec la fréquence entraîne une variation du gain de courant α qui peut se mettre sous la forme :

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\dfrac{f}{f\alpha}}, \tag{7}$$

avec α_0 : gain aux basses fréquences,

et f : fréquence considérée.

$f\alpha$ est la fréquence de coupure de diffusion du gain de courant. Elle est caractérisée par le temps de transit des porteurs dans la base et dans la zone de charge d'espace :

$$f\alpha = \frac{1}{2\pi\left(\tau_b + \dfrac{\tau_c}{2}\right)}. \tag{8}$$

Dans cette expression : $\tau_b = \dfrac{W^2}{2D_b}$ (9)

et : $\tau_c = \dfrac{e}{v_0}$ (10)

D_b étant la constante de diffusion des postes minoritaires dans la base,

e l'épaisseur de la zone de charge d'espace de la jonction collecteur-base,

v_0 la vitesse des porteurs dans cette zone,

d'où :

$$f\alpha = \frac{1}{2\pi\left(\dfrac{W^2}{2D_b} + \dfrac{e}{2v_0}\right)}. \tag{11}$$

2.4. Capacité de transition de la jonction base-collecteur

Cette capacité joue un rôle important dans le gain de puissance du transistor. Elle est donnée par l'expression :

$$C_{Tc} = \frac{\varepsilon s}{4\pi e}, \qquad (12)$$

ε étant la permittivité du silicium,

s la surface de la jonction base-collecteur,

e l'épaisseur de la zone de charge d'espace.

Cette épaisseur dépend de la tension de polarisation de la jonction et de la résistivité de part et d'autre de cette jonction.

Dans le cas de transistors à double diffusion, la conductivité de la base est beaucoup plus élevée que celle du collecteur.

La tension s'établit donc presque exclusivement dans la région du collecteur. De la sorte la zone de charge d'espace se développe dans cette région de concentration uniforme $N(W)$.

Son épaisseur est donnée par la formule :

$$e^2 = \frac{\varepsilon}{2\pi q}\frac{V}{N(W)}. \qquad (13)$$

Pour le silicium :

$$e^2 = 1{,}33\cdot 10^7 \frac{V}{N(W)} \qquad (14)$$

V tension de polarisation exprimée en volts.

2.5. Résistance de base

La résistance de base r_b' dépend fortement de la géométrie du transistor. De plus, dans un transistor diffusé, le calcul est particulièrement difficile, puisque la conductibilité de la base varie de la surface jusqu'à la jonction base-collecteur.

Pour une structure annulaire (fig. 2), sa valeur est :

$$r_b' = \frac{\rho_1}{8\pi\omega_1} + \frac{\rho_2}{2\pi\omega_2} L\frac{r_2}{r_1}$$

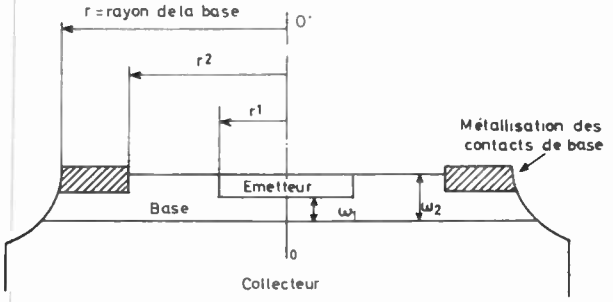


Fig. 2. — Transistor de structure annulaire.

ρ_1 : résistivité de la base entre émetteur et collecteur,

ρ_2 : résistivité de la base hors émetteur,

ω_1 : épaisseur de la base sous l'émetteur,

ω_2 : épaisseur de la base en dehors de l'émetteur,

r_1 : rayon de l'émetteur,

r_2 : rayon intérieur de la métallisation de la base.

On voit donc l'intérêt que présente la diminution de la résistance entre le bord de l'émetteur et le contact de base, ainsi que l'abaissement des résistivités ρ_1 et ρ_2.

2.6. Gain de puissance

Pritchard [3] donne, pour le gain de puissance, l'expression :

$$G \simeq \frac{1}{25 f_2}\frac{f\alpha}{r_b' C_{Tc}} \qquad (15)$$

Cette expression étant valable dans la gamme des fréquences f remplissant les conditions :

$$0{,}05 < f/f\alpha < 2.$$

Cette expression du gain est obtenue en faisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

1° le gain de courant $\alpha = I_c/I_e$ est égal à 1,

2° l'effet de la résistance de base est la partie prépondérante dans l'impédance d'entrée,

3° la capacité de la jonction collecteur-base est prépondérante dans l'impédance de sortie.

L'équation (15) montre que, pour augmenter le gain du transistor, il faudra augmenter la fréquence de coupure $f\alpha$ et diminuer la résistance de base r_b' et la capacité de jonction base-collecteur.

En fait, la complexité du problème vient de l'interdépendance de ces paramètres.

3. Conditions particulières du transistor de puissance

3.1. Courants élevés

Dans l'injection de courant élevé, une difficulté vient de la résistance de la base sous l'émetteur pour la composante du courant de base parallèle aux jonctions.

La figure 3 montre la coupe schématique d'un tran-

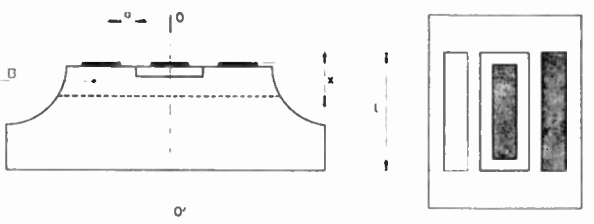


Fig. 3. — Transistor de structure rectangulaire.

sistor double diffusion de structure rectangulaire à deux contacts de base.

Dans le fonctionnement du transistor, un courant s'établit entre le contact émetteur et les contacts de base. La résistivité de l'émetteur étant faible, on peut négliger la chute de tension qu'il provoque. Par contre, sous l'émetteur, le courant de base parallèle aux jonctions, crée une chute de potentiel d'autant plus importante que la base est plus mince. Dans ces conditions, la tension disponible aux bornes de la jonction émetteur-base variera de l'axe OO′ jusqu'au bord de l'émetteur. Pratiquement seuls les bords de l'émetteur voisins des contacts de base seront suffisamment polarisés pour injecter.

Cet effet est d'autant plus marqué que la base est plus fine, c'est-à-dire pour les transistors à fréquence de coupure élevée.

Pour limiter cette action, on s'efforce de réaliser une jonction émetteur-base peu profonde.

Nous verrons plus loin, dans les conditions d'injection, une autre raison pour limiter la profondeur de la jonction émetteur-base.

En fonction du courant d'émetteur, deux phénomènes interviennent pour modifier le gain de courant et, en général, diminuer sa linéarité :

Le premier provient de la formation, dans la base par les porteurs injectés, d'un champ électrique accélérateur qui, diminuant leur temps de transit, augmente le gain de courant ;

Le second résulte de l'augmentation de conductivité de la base par les porteurs injectés, ce qui diminue le coefficient d'injection de l'émetteur, (voir [5] et équation (5)).

Pour augmenter la linéarité, on diminuera la résistivité de la base ainsi que celle de l'émetteur afin de maintenir un coefficient d'injection suffisant ; cela constitue la seconde raison pour diminuer la profondeur de la jonction émetteur-base, mentionnée plus haut.

D'autre part, on s'efforcera de limiter la densité de courant en augmentant la surface d'injection, ce qui pose des conditions d'homogénéité :

1° du matériau de base,

2° de la répartition des impuretés diffusées pour former la base et l'émetteur,

3° des métallisations, si l'on veut éviter les points chauds.

Puisque l'émetteur n'injecte que par la mince zone périphérique voisine des contacts de base, sa largeur sera réduite autant que le permettra la technologie ; cela permettra de réduire la surface et la capacité de la jonction base-collecteur.

Dans le paragraphe suivant, nous discuterons des possibilités de réduire la résistance parasite de collecteur r'_c qui contribue également à gêner le fonctionnement du transistor à température de jonction élevée.

Le problème thermique intervient alors ; les températures des jonctions étant élevées, l'importance de la conductivité thermique entre collecteur et capot devient primordiale.

3.2. Tensions élevées

La tension de fonctionnement est déterminée par la résistance de charge. La tension maximale que doit supporter le transistor, et qui peut être très supérieure à la précédente, fixe la tension de claquage.

Si cette tension est élevée, elle impose une résistivité élevée du silicium dans la zone du collecteur. Pour que cette résistivité n'introduise pas de résistance parasite, il faut que, pour la tension de fonctionnement, la zone du collecteur soit occupée entièrement par la zone de charge d'espace ; au delà de cette zone, la résistivité du silicium sera très faible. Pour que la fréquence de coupure ne soit pas abaissée dans de trop fortes proportions, il faut que, dans cette zone, le temps de transit des porteurs minoritaires, ne soit pas trop important, c'est-à-dire qu'ils atteignent leur vitesse limite. Pour les électrons cette vitesse est de $8 \cdot 10^6$ cm/s [6] ce qui nécessite un champ électrique supérieur à 10 000 V/cm. L'épaisseur de la zone de charge d'espace ne varie pratiquement plus entre la tension de fonctionnement et la tension de claquage, puisque la frontière de la zone de charge d'espace vient buter dans une région à faible résistivité.

Dans ces conditions, la résistance parasite de collecteur r'_c se trouve diminuée. L'un des paramètres du transistor qui fait bien apparaître cette résistance parasite est la tension de saturation collecteur-émetteur $V_{CE\,sat}$.

($V_{CE\,sat}$ est la tension minimale V_{CE} qu'il est nécessaire d'appliquer pour que le courant de collecteur I_C prenne la valeur spécifiée pour un courant de base I_B imposé, c'est-à-dire pour un gain h_{21E} imposé, dix généralement).

3.3. Réalisation du collecteur

Le collecteur comportera donc deux zones de résistivité très différentes :

a) la zone de collecteur proprement dite, assez mince, dans laquelle se développe la charge d'espace,

b) la zone du contact collecteur servant uniquement de support et dont la résistance sera aussi faible que possible.

Deux procédés ont été successivement mis au point pour former le collecteur :

3.3.1. *Triple diffusion*

Dans cette méthode, en plus des deux diffusions nécessaires à la formation de la base puis de l'émetteur, une première diffusion d'impureté est destinée à réduire la résistivité dans la partie de silicium destinée à la zone du contact collecteur. Les zones de base et d'émetteur sont réalisées par diffusion dans le monocristal obtenu par la méthode de tirage de

CZOCHRALSKI. Ce procédé a permis de faire des transistors à haute performance, en particulier le transistor type 2 N 1506.

Nous résumons ci-dessous la technologie de ce procédé pour un transistor np - nn^+.

Dans une plaquette de silicium découpée dans un monocristal tiré par la méthode CZOCHRALSKI, une diffusion profonde de phosphore est réalisée.

Nous verrons plus loin, dans le calcul d'un transistor, que l'épaisseur de silicium utile, c'est-à-dire l'épaisseur correspondant à l'émetteur, la base et la zone de charge d'espace du collecteur est de l'ordre de 20 μ. Pour que la plaquette soit manipulable et que le transistor puisse être monté, son épaisseur totale doit être voisine de 90 μ, y compris l'épaisseur du contact collecteur à faible résistivité. Malgré l'importante valeur des concentrations superficielles qu'il est possible d'obtenir dans le silicium avec le phosphore, soit 10^{21} atomes/cm^3, la diffusion nécessaire pour créer une couche de 70 μ dure plusieurs dizaines d'heures à une température supérieure à 1 200 °C.

Après cette diffusion de phosphore, on obtient une plaquette de type n entourée d'une couche de 70 μ n^+ à faible résistivité. La plaquette est alors abrasée d'un côté jusqu'à ce que son épaisseur soit réduite à 90 μ, comportant 70 μ de silicium à faible résistivité et 20 μ de silicium ayant sensiblement la résistivité de la plaquette avant diffusion.

Par ce procédé, l'épaisseur de 20 μ de silicium destinée à la structure du transistor, est obtenue par différence entre le front de la diffusion profonde de phosphore et un abrasage mécanique.

Cette technique nécessite un grand soin pour l'obtention d'une épaisseur uniforme ; ce n'est pas uniquement un problème de géométrie, c'est également et surtout un problème de qualité des surfaces permettant d'obtenir des diffusions homogènes.

3.3.2. *Epitaxie*

Dans cette méthode, que l'on pourrait dire inverse de la précédente, la région constituant le contact collecteur à faible résistivité est obtenue directement par découpage dans un monocristal obtenu par tirage.

Sur ce support de faible résistivité, l'épaisseur de silicium utile est formée par croissance épitaxique [8]. Ce procédé est assez rapide ; dans des conditions courantes, la vitesse de croissance est voisine du micron par minute.

Il n'est pas possible d'abaisser la résistivité du support au-dessous d'une certaine valeur, si l'on veut obtenir une croissance épitaxique de bonne qualité cristalline. Lorsque l'impureté utilisée dans le support est l'antimoine, cette valeur limite est voisine de 0,01 $\Omega\cdot$cm. Pour un support de type n^+, l'antimoine est utilisé de préférence au phosphore et à l'arsenic, d'une part parce que sa tension de vapeur est faible, d'autre part, parce que sa vitesse de diffusion dans le silicium est faible. Ces deux conditions réduisent les troubles apportés par le support sur la résistivité de l'épitaxie pendant sa croissance et au cours des traitements thermiques ultérieurs.

Nous avons indiqué précédemment que la tension de saturation collecteur-émetteur d'un transistor,

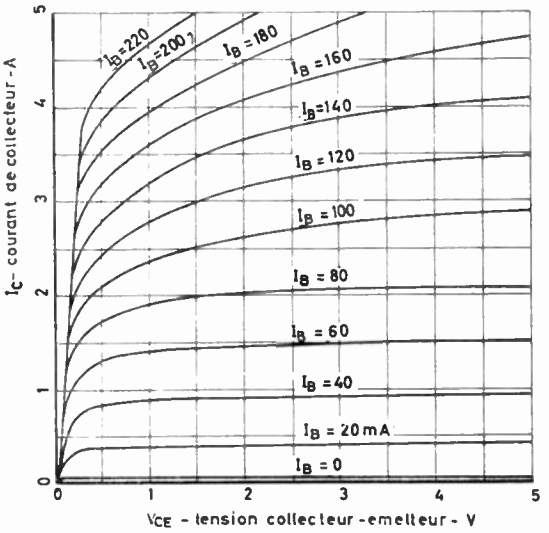


FIG. 4. — Réseau de caractéristiques de collecteur d'un transistor épitaxique.

monté en émetteur commun, est affectée entre autres par la résistance parasite du collecteur.

La figure 4 représente les caractéristiques courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, pour différents courants de base, d'un transistor dont le collecteur comporte une zone mince de résistivité 15 $\Omega\cdot$cm obtenue par épitaxie et une zone de résistivité voisine de 0,01 $\Omega\cdot$cm dont l'épaisseur est voisine de 200 μ.

La figure 5 représente les mêmes caractéristiques obtenues sur un transistor dont les zones d'émetteur et de base étaient physiquement identiques à celles

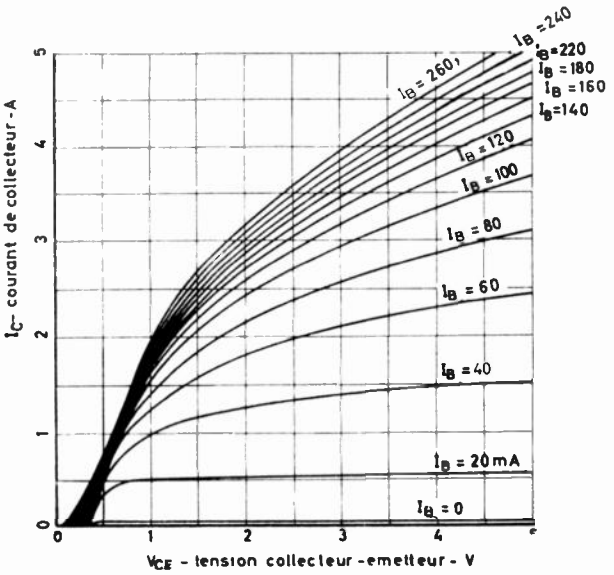


FIG. 5. — Réseau de caractéristiques de collecteur d'un transistor double diffusion.

du transistor précédent mais dont le collecteur était constitué par une épaisseur de 200 μ de silicium de résistivité 2 $\Omega\cdot$cm.

Pour montrer l'avantage du procédé épitaxique sur le procédé dit à triple diffusion, nous donnons un exemple pris dans les transistors de petites puissances à fréquence de coupure $f\alpha$ supérieure à 350 MHz. Les figures 6 et 7 donnent des statistiques de leur tension de saturation. Ces figures montrent que le procédé épitaxique réduit encore la valeur moyenne des tensions de saturation et donne des résultats très homogènes.

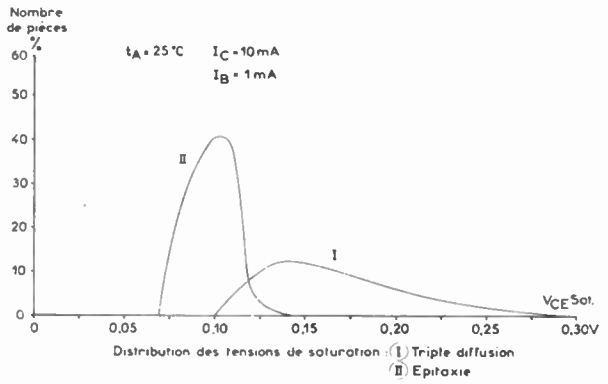


FIG. 6.

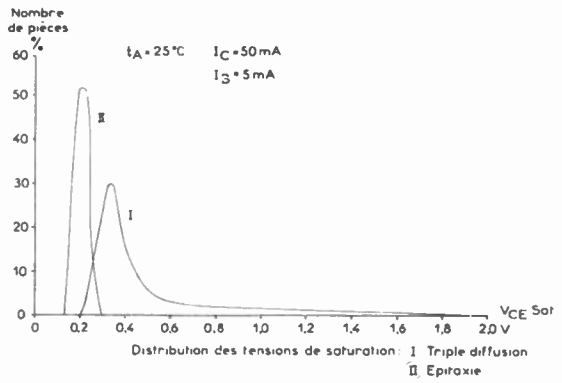


FIG. 7.

Cette amélioration est due au fait que, dans la croissance épitaxique, il est possible d'obtenir avec précision l'épaisseur désirée de silicium à résistivité élevée se superposant sans transition appréciable sur le silicium à faible résistivité. Par contre, dans le procédé par triple diffusion, il n'est pas possible d'éviter la zone correspondant au front de diffusion, dans laquelle le gradient de concentration est faible pour les diffusions de très longue durée.

3.4. Densité de courant a la jonction émetteur-base

On définit un courant par unité de longueur, la largeur de l'émetteur étant toujours grande devant la fraction d'émetteur donnant une injection appréciable.

La densité admise est comprise entre 0,12 et 0,4 mA/μ [7]. Une valeur généralement adoptée est 0,16 mA/μ.

Pour un courant élevé, cela donne en émetteur très long, qu'il est impossible de réaliser par une structure superficielle classique. On adopte des structures à grand périmètre et à faible surface : peigne, étoile, feuille.

Cette grande longueur d'injection pose un problème d'homogénéité dans la distribution du courant. La tension d'injection $kT/q = 0{,}026$ V est faible. Aux courants élevés, la chute de potentiel dans les résistances parasites doit être faible vis-à-vis de cette différence de potentiel ; les résistances parasites comprenant, dans ce cas, celles des connexions (fils et métallisations).

3.5. Calcul d'un doigt de contact d'émetteur

Dans les calculs qui suivent, nous négligeons l'injection par les extrémités des doigts et par les intervalles entre doigts (calcul du dos du peigne).

Soient :

L : la longueur d'un doigt,

$2d$: sa largeur,

r : la résistance de couche de la métallisation des doigts,

i_0 : le courant maximal linéique de l'émetteur.

Nous admettons, par raison de symétrie, que l'injection de chaque côté du doigt est alimentée par une largeur de métallisation d.

La figure 8 montre que la chute de tension dans l'élément dx situé à la distance x de l'extrémité du doigt peut s'écrire :

$$\mathrm{d}V = I(x)\frac{r}{d}\mathrm{d}x. \qquad (15)$$

Le courant $I(x)$ étant le courant qui traverse l'élément dx est égal à $x\, i_0$, d'où :

$$\mathrm{d}V = i_0 x \frac{r}{d}\mathrm{d}x. \qquad (16)$$

La tension V_x en tous points du doigt est donnée, en fonction de la tension V_E à la base du doigt, par l'expression :

$$V_x = V_E - \frac{i_0 r}{2d}(L^2 - x^2). \qquad (17)$$

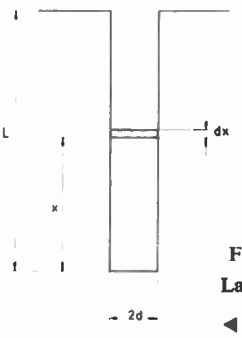


FIG. 8. — Dent du peigne.

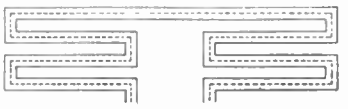


FIG. 9. — Structure du transistor en peigne.
Largeur du dos du peigne de métallisation = $2b$

La chute de tension maximale le long du doigt est donc donnée par :

$$\Delta V = \frac{i_0 r L^2}{2d}. \qquad (18)$$

Ce calcul n'est qu'approché parce que nous avons admis i_0 constant, mais donne une longueur L maximale.

Par conséquent, i_0 diminuant, la valeur ΔV calculée est une valeur par excès ; en prenant la condition $\Delta V = kT/q$, nous sommes certains que la chute de tension est inférieure à cette tension limite.

Nous posons donc la condition :

$$\Delta V = \frac{i_0 r L^2}{2d} = \frac{kT}{q} \qquad (19)$$

d'où :

$$L = \sqrt{\frac{2d}{i_0 r}\frac{kT}{q}} \qquad (20)$$

L étant la longueur maximale admissible des doigts.

La structure a la forme de la figure 9.

Soit $2b$ la largeur du dos du peigne. Il faut également que la chute de tension dans le dos du peigne soit inférieure à kT/q.

Cette chute de tension V, fonction discontinue, peut se représenter par une progression arithmétique en négligeant toujours l'injection dans l'intervalle des dents.

Soit R la résistance de la demi-épaisseur b du dos du peigne. La chute de tension V est donnée par l'expression :

$$V = \frac{R}{n-1} 2Li_0 \frac{n(n-1)}{2} = RLni_0. \qquad (21)$$

En fait, $n\,i_0$ étant élevé, pour maintenir la chute de tension dans les limites nécessaires, un fil d'or est soudé le long du dos du peigne.

4. Description d'un transistor délivrant 25 W à une fréquence de 16 MHz

Ce transistor doit fournir une puissance minimale de 25 W (une valeur typique de la puissance fournie est de l'ordre de 35 W à 40 W) dans la gamme de fréquence de 2 à 16 MHz, avec un gain de puissance supérieur à 10 dB en classe A, la tension d'alimentation du collecteur étant comprise entre 22 et 30 V, la température du boîtier étant comprise entre −40 et +85 °C.

4.1. Caractéristiques de la structure en profondeur

C'est un transistor type mesa, de structure n^+p - nn^+. La transition nn^+ est obtenue par épitaxie.

Les diffusions constituant la structure sont au bore pour la base et au phosphore pour l'émetteur.

Dans les régions de base et d'émetteur, les concentrations en impuretés sont élevées. De ce fait, la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base est faible. Pour maintenir un gain de courant suffisant, l'épaisseur de celle-ci est abaissée aux environs de 2 à 2,5 μ.

Par ailleurs, la profondeur de la jonction émetteur-base est voisine de 2,5 μ.

4.1.1. *Constitution du collecteur*

Celui-ci comporte deux parties :

1° La région du contact collecteur, de faible résistivité (0,01 Ω·cm), dopée à l'antimoine et d'épaisseur égale à 180 μ,

2° La région du collecteur proprement dit dont la valeur moyenne de la résistivité est comprise entre 12 et 18 Ω·cm et dont l'épaisseur est de 23 $\mu \pm 3$ μ.

Cette région est obtenue par épitaxie, par décomposition du tétrachlorure de silicium par l'hydrogène à 1 200 °C à la pression atmosphérique.

4.1.2. *Epaisseur de la zone de charge d'espace.*

L'épaisseur de la zone de charge d'espace est donnée par la formule (14).

Le nombre d'atomes par centimètre cube est donné par :

$$N(W) = \frac{1}{\rho q \mu}, \qquad (22)$$

expression dans laquelle :

ρ est la résistivité du silicium,

q la charge de l'électron,

μ la mobilité des porteurs majoritaires (électrons).

Pour une résistivité de 15 Ω·cm :

$$N(W) = \frac{1}{15 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 1\,600} = 2{,}6 \cdot 10^{14} \text{ atomes/cm}^3. \qquad (23)$$

Pour une tension de 22 V, l'épaisseur de la zone de charge d'espace est :

$$e = \sqrt{1{,}33 \cdot 10^7}\,\frac{22}{2{,}6 \cdot 10^{14}} = 11\ \mu. \qquad (24)$$

Le champ électrique dans cette zone de charge d'espace est alors de :

$$\frac{22}{11 \cdot 10^{-4}} = 20\,000 \text{ V/cm}, \qquad (25)$$

et la région du collecteur non remplie par la zone

de charge d'espace est voisine de 5 μ, en négligeant l'avance de l'antimoine du substrat pendant les diffusions de bore et de phosphore.

4.2. Caractéristiques de la structure superficielle

Le courant maximal admissible est de 10 A. Si l'on admet une densité linéique de 0,16 mA/μ, la longueur d'émetteur est de 6,25 cm.

4.2.1. *Dimensions d'un doigt du peigne*

Les dimensions de la structure superficielle dépendent de la résistance de la métallisation. La métallisation adoptée est une métallisation à l'aluminium, d'épaisseur égale à 2 μ.

La valeur de r est :

$$r = \frac{2{,}8 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-4}} = 1{,}4 \cdot 10^{-2}\ \Omega. \qquad (26)$$

Nous avons choisi une largeur de doigt $2d = 130\ \mu$ donnant des résultats satisfaisants avec notre technologie actuelle, ce qui donne pour la longueur d'un doigt :

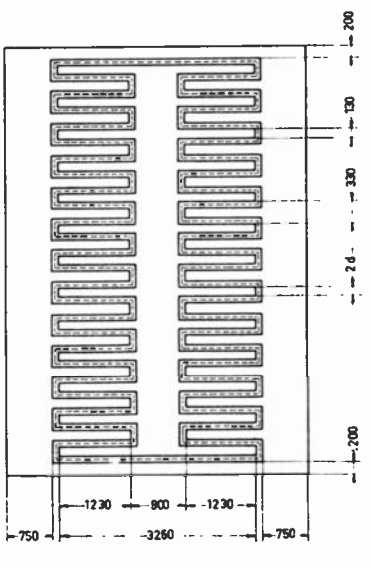
$$L = 1\,230\ \mu\ .$$

Soit $2n$ le nombre de dents :

$$n = \frac{6{,}25}{2 \cdot 2\,460 \cdot 10^{-4}} = 13.$$

La structure superficielle comportera donc treize dents de chaque côté.

La figure 10 donne le schéma complet de cette structure.



Cotes en microns

FIG. 10. — Structure superficielle du transistor fournissant 25 W à 16 MHz.

4.2.2. *Constitution de la couche de base*

La couche de base est constituée par diffusion de bore. Cette diffusion se fait en deux temps :

1° Prédéposition de bore à une température voisine de 900 °C en atmosphère neutre,

2° Diffusion à 1 200 °C pendant un temps voisin de 1 h 30 mn en atmosphère oxydante.

La profondeur de la jonction base-collecteur est voisine de 4,5 μ. La concentration superficielle de cette région diffusée étant sensiblement égale à $5 \cdot 10^{18}$ atomes/cm^3.

4.2.3. *Formation de l'émetteur par diffusion de phosphore*

L'émetteur est formé par une diffusion de phosphore dans les régions où le silicium a été découvert. Cette diffusion se fait en une seule opération à 1 070 °C pendant 20 mn.

La profondeur de la jonction émetteur-base est voisine de 2 μ. La concentration superficielle est sensiblement égale à 10^{21} atomes/cm^3.

L'épaisseur de la base dans l'émetteur est voisine de 2,5 μ.

La photogravure sert à délimiter l'emplacement de l'émetteur. La plaque enduite d'une solution de Resifax A (Kodak) est sensibilisée sous ultraviolet sur la machine de photogravure.

Le cache photographique de haute définition correspond, en noir sur blanc, aux cotes des émetteurs. La révélation, c'est-à-dire l'élimination de la couche photosensible non exposée, se faisant par immersion dans le trichloréthylène pur, a permis d'obtenir une bonne reproductibilité dans la définition et la linéarité de la marche du produit photosensible.

Une attaque chimique à base de fluorure d'ammonium permet d'éliminer l'oxyde, cette opération étant surveillée de très près pour avoir la plus grande netteté possible de la délimitation oxyde - silicium.

4.2.4. *Formation des contacts*

La deuxième photogravure, destinée à délimiter les contacts, diffère peu de la première qui sert à délimiter les émetteurs, le cache photographique seul est différent et correspond à la géométrie des contacts, la définition et la précision de ce cache étant du même ordre que celles du cache précédemment utilisé.

4.2.5. *Métallisation*

Comme il est indiqué plus haut, l'étude théorique conduit à envisager une métallisation diminuant au maximum la résistance des contacts.

Plusieurs solutions ont été envisagées et essayées ; les principales sont :

a) La métallisation par déplacement chimique et consolidation par dépôt électrolytique.

La difficulté semble apparaître immédiatement avec la non-reproductibilité des dépôts « electroless » utilisés, en particulier, sur des surfaces polies chimiquement ou mécaniquement. Le manque d'adhérence du dépôt chimique, consolidé par un dépôt électrolytique épais (argent, par exemple), dont les tensions internes ne sont pas négligeables, entraîne des augmentations et des instabilités des résistances de contact pendant les essais de durée de vie.

b) La métallisation et alliage d'aluminium sur la plaque protégée par une laque photosensible.

L'évaporation se fait sous vide sur une plaque de silicium ayant conservé le masque photosensible de désoxydation des contacts.

En portant la plaque à une température légèrement supérieure à celle de l'eutectique Al - Si, à 625 °C par exemple, dans une atmosphère d'argon hydrogéné à 25 %, les parties d'aluminium en contact avec le silicium s'allient, tandis que la laque se volatilise entre l'oxyde et l'aluminium. En réalité l'épaisseur d'aluminium évaporé paraît assez critique : en effet, une épaisseur supérieure à 1 μ produit, lors du frittage, des zones d'alliage qui suivent le réseau cristallin en dépassant plus ou moins largement la limite des contacts.

Une épaisseur inférieure à 0,5 μ, donne des contacts très irréguliers.

c) L'évaporation d'aluminium sur la plaque entière et élimination de métal superflu.

Les plaques nettoyées après photogravure sont recouvertes sous vide d'un film d'aluminium, en ménageant des repères de centrage qui permettent la superposition du cache photographique négatif sur l'aluminium enduit de laque photosensible. L'attaque de l'aluminium par une solution de soude à 10 % permet d'éliminer la métallisation inutile avant formation de l'alliage.

Par crainte de pollution de la jonction émetteur-base dont la longueur est de 6,25 cm et malgré la protection de l'oxyde, ces solutions sont abandonnées et remplacées par la métallisation à travers des caches métalliques bien que les structures en peigne ne s'y adaptent pas facilement.

La solution adoptée actuellement consiste à évaporer 1 à 1,5 μ d'aluminium sur la plaque de silicium, à travers deux caches métalliques mobiles dont la superposition correspond exactement à la géométrie des contacts, l'alliage ultérieur se faisant à 625 °C.

4.2.6. *Contact collecteur*

La qualité de ce contact est importante. La soudure doit mouiller complètement toute la surface, ce qui représente environ 40 mm², sinon la conduction thermique devient mauvaise et provoque l'apparition de points à température élevée.

On peut considérer deux modes de soudure : la soudure à l'or et la soudure à l'étain.

La soudure à l'or, pratiquée couramment pour des structures de faibles dimensions, présente l'inconvénient de se faire à haute température, l'eutectique Au-Si étant à 377 °C, il faut en effet arriver à 435 °C environ pour obtenir un bon mouillage, compte tenu de l'épaisseur d'or recouvrant l'emplacement de la soudure. D'autre part, le métal sous-jacent doit avoir le même coefficient de dilatation linéaire que le silicium dans la gamme de température allant jusqu'à 450 °C, soit environ $2{,}33.10^{-6}$/ °C.

La soudure à l'étain présente l'avantage de s'effectuer à basse température, vers 220 °C, directement sur une traversée en cuivre, avec un bon mouillage.

4.2.7. *Formation des mesas, découpe, mesures en pointe*

Le dégagement des diodes base-collecteur se fait par attaque chimique, les zones à protéger étant recouvertes de « Cire Apiézon W ». Les mesures en pointes relevées à l'oscilloscope Tecktronix N° 575, permettent de faire un tri avant traçage au diamant et découpe.

4.2.8. *Soudure des connexions*

Différentes solutions se présentent pour la réalisation des liaisons contacts à sorties de boîtier :

— la thermocompression de fils fins et multiples,

— la thermocompression de bandes d'or,

— la soudure par ultrasons de conducteurs de diamètre plus important,

— la soudure tendre de conducteurs de forte section.

Il est à noter que ces conducteurs doivent avoir une section de 0,2 à 0,3 mm² pour le transistor réalisé ; la soudure tendre est adoptée à la suite de différents essais, les connexions en cuivre préformé étant étamées.

4.3. Boitier

La puissance utile étant de 25 W alternatifs avec un rendement de 20 à 25 %, il nous a fallu prévoir un boîtier pouvant dissiper 125 à 150 W jusqu'à 85 °C, donc avec une résistance thermique aussi faible que possible.

Pour des transistors de ce type, la température maximale de jonction en fonctionnement est de l'ordre de +150 °C.

La température maximale de boîtier étant :

$$t_c = 85\ ^\circ\mathrm{C}\ .$$

La puissance à dissiper dans ces conditions pouvant avoir une valeur :

$$P_c = 150\ \mathrm{W}\ ,$$

la résistance thermique totale doit être :

$$R_{th} \leqslant \frac{t_j - t_c}{P_c} = \frac{150\ ^\circ\mathrm{C} - 85\ ^\circ\mathrm{C}}{150\ \mathrm{W}} = 0{,}45\ ^\circ\mathrm{C/W}$$

La figure 11 indique qu'un transistor de ce modèle peut dissiper environ 280 W pour $t_c = +25$ °C.

Les divers modèles normalisés de boîtiers ne présentant pas les caractéristiques désirées, nous

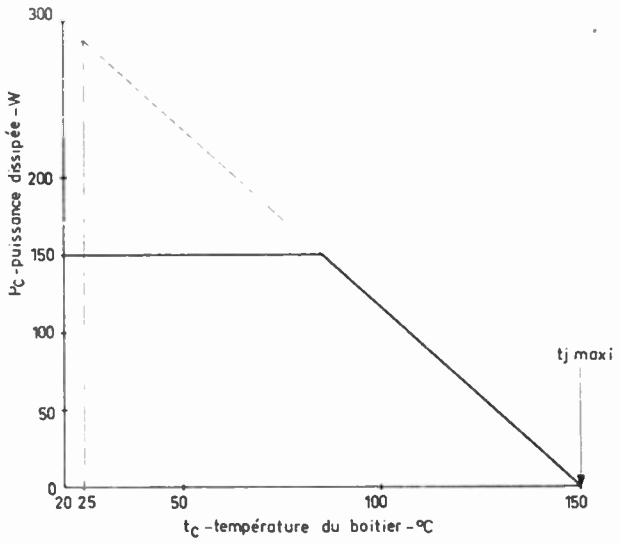


FIG. 11. — Puissance dissipée en fonction de la température de boîtier.

avons étudié et réalisé un boîtier spécial dont les caractéristiques principales sont :

— Embase en cuivre de faible résistance thermique,
— Fermeture à froid du capot sur l'embase,
— Capot et traversées étanches,
— Sorties internes fixées par céramiques,
— Protection du queusot de pompage.

Le boîtier définitivement admis est représenté sur la figure 12 ; il a fait l'objet d'un brevet [9].

Le montage sur l'embase se fait sous argon hydrogéné à 25 %, par chauffage de l'ensemble embase, plaquette de silicium et connexions préalablement mises en place, ce qui permet de souder le tout en une seule opération. La fermeture à froid est réalisée avec une force de 16 t, puis le contact électrique entre chaque passage intermédiaire et la cosse correspondante est réalisée par sertissage extérieur sans changer l'étanchéité de l'ensemble. Avant fermeture du queusot, le boîtier est pompé puis rempli de gaz neutre et sec.

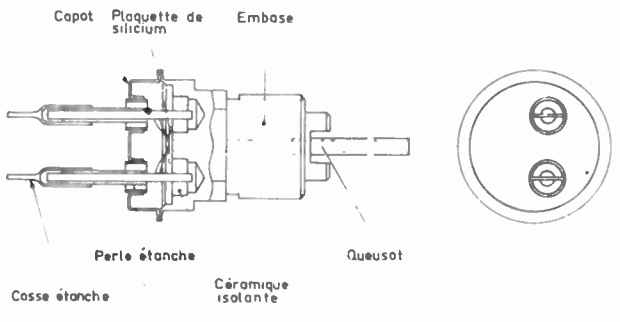


FIG. 12. — Constitution du boîtier.

L'étanchéité est vérifiée à l'hélistest après avoir maintenu le boîtier sous une pression de 5 kg d'hélium pendant 2 h. Après un repos de 15 mn pour éliminer les dégazages de surface, la mesure est effectuée.

Le tableau suivant indique la répartition des fuites suivant le nombre de points helistest, un point helistest valant environ 1 à $1{,}5.10^{-10}$ atomes/cm³·s (vérification par fuite étalon).

Nombre de points hélistest	Fuite en atomes/cm³·s	Observations
1	1 à $1{,}5.10^{-10}$	Bon
< 30	< 3 à $4{,}5.10^{-10}$	en étanchéité
1 500	1,5 à $2{,}2.10^{-7}$	Fuite moyenne
10 000	1 à $1{,}5.10^{-6}$	Grosse fuite
30 000	3 à $4{,}5.10^{-6}$	Très grosse fuite
> 30 000	> $4{,}5.10^{-6}$	Pas mesurable

Seuls les transistors ayant une fuite inférieure à $4{,}5.10^{-10}$ atomes/cm³.s sont acceptés.

5. Procédés et résultats de mesure

5.1. Montages de mesure

Les performances que l'on peut attendre d'un transistor de puissance, en haute fréquence, travaillant en grands signaux, loin de la classe A (le plus souvent en classe B ou C), ne sont pas calculées à partir des paramètres que l'on peut mesurer en régime linéaire.

C'est toujours à l'aide d'un montage fonctionnel du type amplificateur (éventuellement oscillateur) contenant le transistor en essai, que sont mesurées les caractéristiques spécifiées.

Pratiquement, un schéma donné de montage fonctionnel est associé à un type de transistor et les spécifications prévoient les composants utilisés (bobines, condensateurs, etc.).

Dans certains schémas, d'autres éléments à semiconducteurs sont parfois utilisés (diodes par exemple) qui améliorent les performances. Les schémas dont il a été fait usage pour obtenir les résultats ci-après indiqués n'en comportent pas.

Ces montages sont destinés à permettre la mesure des caractéristiques réelles que présente un amplificateur, strictement défini, équipé du transistor à mesurer. Ces caractéristiques sont habituellement :

P_0 : la puissance en sortie,
G_p : le gain de puissance,
R_{IN} : l'impédance d'entrée,

et éventuellement la distorsion harmonique.

Les conditions ci-dessous sont aussi, généralement, définies :

f : fréquence du signal de mesure,
R_L : impédance de charge,
V_{CC} : tension d'alimentation,
I_C : courant collecteur,
t_C ou t_A : température de boîtier ou température ambiante.

Dans les résultats indiqués ci-après, il n'a jamais été mentionné le gain de puissance disponible qui peut être obtenu par le calcul ; par ailleurs, les mesures ont toujours été faites en grands signaux.

La réalisation d'un montage de mesure est toujours délicate : ses défauts masquent les performances réelles du transistor essayé.

La réalisation d'un montage amplificateur de mesure nécessite la recherche de l'emplacement optimal et des caractéristiques les meilleures pour les organes et les connexions.

La connaissance pratique d'amplificateurs de caractéristiques équivalentes, réalisés avec des tubes à vide, est d'un grand secours pour ce travail, mais est insuffisante malgré tout :

— les impédances rencontrées, les courants mis en œuvre sont d'un autre ordre de grandeur,

— l'action des éléments parasites est, de ce fait, totalement différente.

Les transistors fournissant des puissances de sortie de l'ordre de quelques dizaines de watts nécessitent des montages mécaniques destinés à assurer l'évacuation de l'énergie dissipée, soit par conduction, soit par convection forcée.

Les dispositifs nécessaires (radiateurs, ventilateurs) compliquent l'amplificateur d'essai et demandent à être mis en œuvre avec les précautions voulues de façon à :

— ne pas apporter d'éléments parasites électriquement gênants (capacités, self-inductance des connexions, couplages, etc.),

— ne pas dégrader le transistor à essayer (couple de serrage, traction sur les fils, mauvais contact thermique).

Il est à remarquer que ces problèmes se posent aussi d'une manière très aiguë aux utilisateurs.

5.2. Régimes de fonctionnement. Schémas

Les transistors, utilisés dans les amplificateurs haute fréquence et qui ont fait l'objet de mesures, délivrent des puissances qui vont jusqu'à 45 W environ.

Les étages de puissance nécessitent le fonctionnement en classe B ou même en classe C dans le but d'augmenter le rendement énergétique. Cela entraîne divers inconvénients :

— variation du courant moyen de collecteur en fonction du niveau de signal,

— variations très importantes des paramètres caractéristiques du transistor suivant l'emplacement du point de fonctionnement et en fonction du signal appliqué,

— difficulté de neutrodynage du fait des variations ci-dessus,

— distorsion de non-linéarité,

— diminution du gain de puissance par rapport à celui obtenu en classe A.

Il faut noter que le fonctionnement en classe C :

— se produit spontanément en l'absence de polarisation de base à cause du seuil de tension (pour faire passer un courant notable de collecteur, il faut, pour un transistor au silicium, que V_{EB} soit de l'ordre de 0,6 V),

— est limité par la tension de claquage V_{EBO} et par les courants maximaux, en particulier $I_{C\ max}$.

Les schémas utilisés pour les transistors dont les résultats de mesures sont indiqués ci-après sont spécialement conçus en vue des mesures envisagées, en particulier à fréquence fixe.

Des transformations éventuellement profondes (impédances, circuits de polarisation, etc.) de ces schémas permettent d'obtenir des circuits utilisables en exploitation normale ; il est nécessaire de tenir compte des caractéristiques des composants utilisés, indiqués dans les spécifications des amplificateurs de mesure.

5.3. Mesure des puissances et des gains de puissance

Les mesures de puissance (puissance d'entrée, puissance en sortie, etc.) ont été faites à l'aide de wattmètres dissipatifs.

Le type le mieux adapté est le wattmètre calorimétrique à autoéquilibrage ; les appareils dissipatifs dans lesquels l'indication de puissance est obtenue par lecture de la tension aux bornes de la résistance de charge ne sont souvent utilisables qu'en régime sinusoïdal, sinon ils introduisent une erreur difficilement corrigible.

La mesure de la puissance en sortie de l'amplificateur de mesure P_0 se fait habituellement à l'aide d'appareils et d'accessoires présentant une impédance de 50 Ω (éventuellement 75 Ω) ; cette mesure ne présente pas de difficulté particulière.

Le gain de puissance G_p est le rapport de la puissance en sortie P_0 à la puissance d'entrée P_{IN} :

$$G_p = \frac{P_0}{P_{IN}}$$

Le calcul du gain de puissance nécessite de connaître la puissance d'entrée de l'amplificateur de mesure.

Bien entendu, cette puissance ne peut pas être mesurée directement à l'aide d'un wattmètre dissipatif ; par ailleurs, les méthodes habituelles risquent de conduire à des erreurs considérables et imprévisibles.

Nous avons utilisé deux méthodes :

— *La première méthode*, permettant d'assurer que la puissance P_{IN}, fournie à l'entrée de l'amplificateur, ne peut pas être supérieure à une valeur donnée P_1

$$P_{IN} \leqslant P_1,$$

conduit à indiquer que le gain de puissance G_p est supérieur ou au moins égal à : P_0/P_{IN}.

Cette méthode est basée sur le fait que la puissance disponible à l'extrémité d'une ligne d'affaiblissement à résistances est maximale quand la ligne est terminée sur son impédance caractéristique qui se réduit d'ailleurs à R_0.

Dans une première phase de la mesure, la puissance P_1 à l'extrémité de la ligne est mesurée à l'aide d'un wattmètre dissipatif et réglée si nécessaire ; la ligne est ensuite connectée à l'amplificateur de mesure. La puissance P_{IN} fournie à l'entrée de l'amplificateur a alors pour valeur :

$$P_{IN} \leqslant P_1,$$

$P_{IN} = P_1$, s'il y a adaptation, c'est-à-dire si l'impédance d'entrée de l'amplificateur Z_{IN} à pour valeur :

$$Z_{IN} = R_0$$

L'atténuateur à résistances a pour but d'assurer un faible couplage de la source de signal avec l'amplificateur de mesure et de masquer ainsi l'impédance de la source de signal qui est souvent loin d'être une résistance pure.

— *La deuxième méthode* permet la mesure réelle, mais indirecte, de la puissance à l'entrée de l'amplificateur de mesure.

Le signal est fourni à l'amplificateur à travers un admittance-mètre qui permet de l'appliquer simultanément à l'entrée de l'amplificateur de mesure et à à un wattmètre dissipatif (fig. 13).

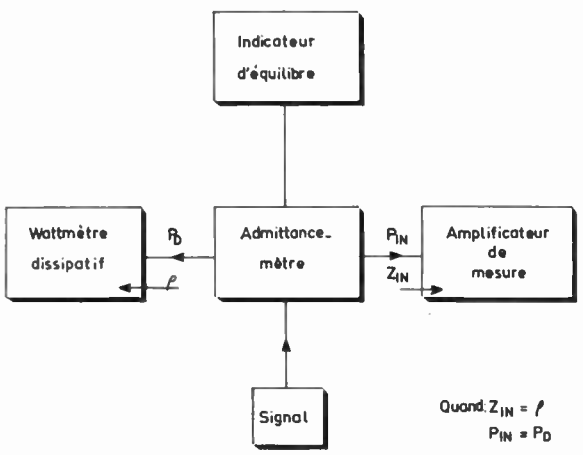


FIG. 13. — Principe de mesure de la puissance d'entrée.

Quand l'impédance d'entrée du wattmètre et de l'amplificateur de mesure sont égales, ce qu'a pour but d'indiquer l'admittance-mètre, les puissances dissipées dans le wattmètre et l'entrée de l'amplificateur de mesure sont égales :

$$P_{IN} = P_0.$$

Il faut noter que la partie réactive de Z_{IN} est nulle dans ces conditions.

Il est alors possible de calculer le gain de puissance.

5.4. TRANSISTORS FOURNISSANT UNE PUISSANCE DE 25 W A 16 MHz

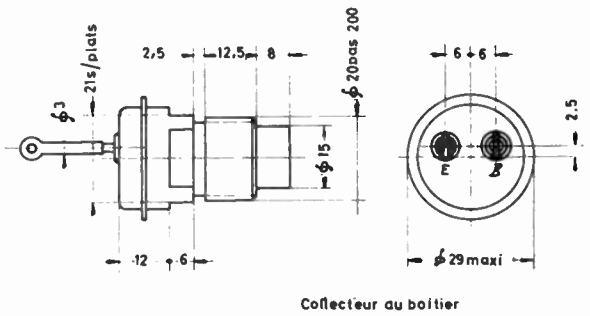


FIG. 14. — Boîtier du transistor 25 W - 16 MHz.

Caractéristiques électriques

— Tension de claquage collecteur-base $V_{CBO} > 70$ V
— Courant inverse de collecteur pour $V_{CB} = 30$ V ..... I_{CBO}: 2 mA (*)
— Tension de claquage émetteur-base . $V_{EBO} > 5$ V
— Gain statique en courant pour $V_{CE} = 2$ V et $I_C = 10$ A ..... $h_{21E} = 30$ (*)
— Capacité de sortie pour $V_{CB} = 10$ V ..... $C_{22b} = 400$ pF (*)
— Gain différentiel en courant pour $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 3$ A et $f = 10$ MHz ..... $h_{21E} = 4{,}3$ (*)
— Gain de puissance à 16 MHz pour $V_{CC} = 26$ V et $P_0 = 25$ W ..... > 10 dB

Caractéristiques mécaniques

Les boîtiers sont à très faible résistance thermique $R_{th} \leqslant 0{,}45$ °C/W.

Les cotes sont indiquées par la figure 14.

Résultats des mesures

Le gain de puissance G_p a, en général, une valeur de l'ordre de 10,5 dB.

La puissance de sortie P_0 est habituellement comprise entre 30 W et 45 W.

(*) Valeurs typiques.

Résultats de mesures à $t_A = +25$ °C sur dix transistors

Paramètres	Unités	Transistors									
		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
I_{CBO} à $V_{CB} = 30$ V....	mA	1,5	5	0,5	1,6	0,6	4	0,3	2,5	2,5	3
I_{CBO} à $V_{CB} = 60$ V....	mA	6	80	2,2	3,5	5	8	1	5	15	8
I_{EBO} à $V_{EB} = 5$ V....	mA	32	40	60	32	7	40	12	60	10	10
h_{21E} à $I_C = 3$ A											
$V_{CB} = 10$ V ..	—	27	23	18	29	30	33	12	20	100	100
C_{22b} à $V_{CB} = 10$ V....	pF	480	490	500	370	500	590	250	340	355	335
h_{21E} à $I_C = 3$ A											
$V_{CE} = 10$ V											
$f = 10$ MHz.	—	4,2	4,3	4,2	4,1	4,2	4,3	4,0	4,0	4,5	4,4
P_0 à $V_{CE} = 26$ V....											
$f = 16$ MHz.	W	36	28	30	30	30	45	30	30	35	38

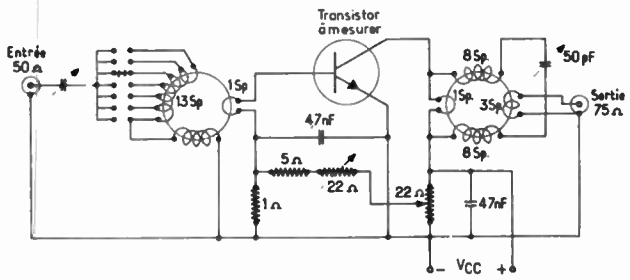


FIG. 15. — Amplificateur de mesure des transistors 25 W - 16 MHz.

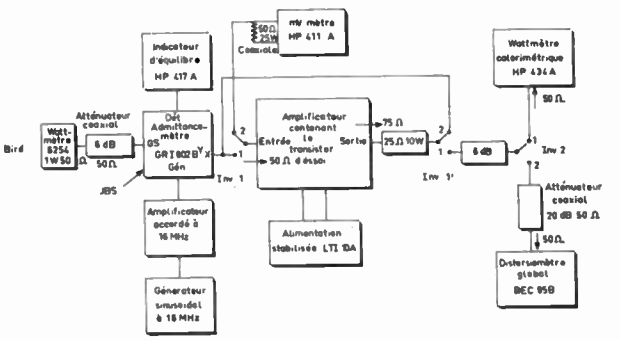


FIG. 16. — Montage de mesure du gain de puissance et de la puissance en sortie des transistors 25 W - 16 MHz.
Position 1 : Mesure de P_0 et G_p. — Position 2 : Neutrodynage.
Pour obtenir la puissance en sortie, multiplier par 6 la puissance lue sur le Wattmètre HP 434 A.

La figure 15 représente l'amplificateur utilisé pour les mesures de puissance de sortie et de gain de puissance. Le montage de mesure fait l'objet de la figure 16.

Le tableau ci-dessus indique les valeurs relevées sur quelques transistors.

Remerciements

Les études et les réalisations des transistors de puissances, haute fréquence au silicium de type *N P N* qui viennent d'être décrits ont été effectués au titre de Marchés d'Etudes passés à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques par le Service d'Etudes et Fabrication de Télécommunications du Ministère des Armées.

Nous sommes reconnaissants aux Ingénieurs de la S.E.F.T., dont les conseils ont facilité la réalisation des circuits de mesure, d'avoir suivi personnellement ces travaux.

Nous remercions la Direction de la S.E.F.T. d'avoir autorisé la publication du résultat de ces études.

BIBLIOGRAPHIE

[1] EARLY J.M. — *p n i p* et *n p i n* Junction Transistor Triodes. *Transistor Technology*, vol. 2, p. 333.

[2] CLARK. — Power Transistor. *P.I.R.E.*, June 1958, p. 1188.

[3] PRITCHARD R.L. — High Frequency Power Gain of Junction Transistor. *Transistor Technology*, vol. 2, p. 345.

[4] FLETCHER N.H. — Some Aspects of the Design of Power Transistors. *P.I.R.E.*, May 1955, p. 551.

[5] WEBSTER V.M. — On the Variation of Junction Transistor Current. Amplification Factor with Emitter Current. *Transistor Technology*, vol. 2, p. 404.

[6] GUNN J.P. — Progress in Semiconductors, vol. 2.

[7] R.C.A. Final Report Development of Silicon Power Transistors. 10-6-60 au 30-6-62. Contrat N° 81 322.

[8] Article L.T.T. à paraître.

[9] Perfectionnement pour structure de dispositif à semiconducteur. Brevet N° 953 578 du 13 novembre 1963.

TRANSISTOR DE PUISSANCE 3 W - 70 MHz RÉALISÉ PAR TECHNIQUE PLANAR

PAR

Ph. MOREL

Ingénieur à la SESCO

1. Introduction

Le transistor dont il est question dans cet article, a été étudié sous contrat de la SEFT. L'objectif était de réaliser un transistor fonctionnant en amplification à une fréquence de 70 MHz et délivrant, dans ces conditions, une puissance de 3 W avec un gain de 10 dB, la tension d'alimentation étant comprise entre 22 et 30 V.

Ce transistor a été conçu avec l'intention d'obtenir les performances recherchées comme caractéristiques moyennes et non pas comme caractéristiques exceptionnelles, obtenues seulement avec les meilleurs échantillons et des circuits complexes exigeant un réglage délicat.

La commercialisation étant prévue, il était indispensable de réaliser un dispositif suivant une technique d'avant-garde, mais néanmoins bien au point, de façon à avoir des résultats reproductibles.

2. Considérations sur la réalisation d'un transistor V.H.F. de puissance

Certains paramètres physiques d'un transistor ont une influence primordiale sur les performances en haute fréquence à puissance élevée.

Cette influence est mise en évidence, si l'on considère l'expression (simplifiée) qui donne la valeur du gain d'un transistor en fonction de ses paramètres physiques :

$$G_p = \frac{f_t}{8\pi C_{ob} r_{bb'} f^2}, \qquad (1)$$

où C_{ob} est la capacité de la jonction collecteur-base,

$r_{bb'}$, est la résistance entre la base et les contacts de base

et où f_t peut être exprimé en fonction des quatre constantes de temps des différents éléments du transistor, sous la forme :

$$f_t \simeq \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\underbrace{r_e C_{Te}}_{1} + \underbrace{\frac{W^2}{2D_{NB}}}_{2} + \underbrace{\frac{d_c}{2V_1}}_{3} + \underbrace{r'_c C_{ob}}_{4}}, \qquad (2)$$

où r_e est la résistance d'émetteur.

C_{Te} la capacité de transition émetteur-base.

W l'épaisseur de la base.

D_{NB} la constante de diffusion des porteurs minoritaires dans la base.

d_c la largeur de la charge d'espace collecteur-base.

V_1 la vitesse limite des porteurs de charge.

r'_c la résistance série dans le collecteur.

En regard de ces données théoriques, nous allons examiner la structure du transistor et donner les raisons qui l'ont fait adopter :

2.1. Rapport périmètre/surface de l'émetteur

Il est connu que dans un transistor il n'y a pas une répartition homogène du courant ; celui-ci est plus important à la périphérie de l'émetteur que dans sa partie centrale. Ceci est dû au fait que le courant circulant entre l'émetteur et les contacts de la base, crée un gradient de potentiel transversal dans la base.

Il y a donc intérêt à supprimer les zones à faible densité de courant, c'est-à-dire le centre qui n'apporte que peu de contribution au débit du transistor mais donne, par contre, une capacité parasite. Une solution à ce problème est apportée en découpant l'émetteur sous forme de bandes étroites. Ceci a pour résultat

également de diminuer le $r_{bb'}$ du transistor, en augmentant la section de passage offerte au courant de base. Nous aurons donc, de ce fait, agi sur le produit $r_{bb'} C_{ob}$ de l'équation (1) sur le produit $r_e C_{Te}$ de l'équation (2).

2.2. Capacité de la jonction collecteur-base

Cette capacité ne peut évidemment être supprimée, mais réduite. Pour ceci, il y a deux moyens employés, d'une part diminuer les distances inutiles entre les différentes fenêtres gravées dans l'oxyde au cours de la réalisation du transistor, (ceci suppose une grande précision dans les opérations de photogravure), d'autre part, ramener la partie des circuits métalliques où l'on soude les connexions en dehors de la zone active des transistors ; ceci est rendu possible par la présence de la couche de silice à la surface.

C'est sur ce point particulier de la lutte contre les capacités parasites, que la technique planar a apporté

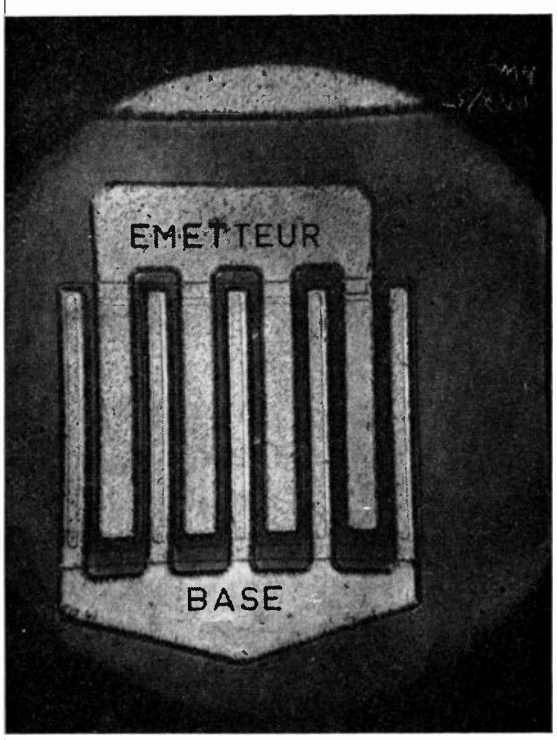


Fig. 1. — Structure en peigne.

les progrès les plus importants. Ces deux premières considérations, nous ont mené à l'adoption d'une structure en peigne telle qu'elle est représentée en figure 1.

2.3. Diminution de la résistance série parasite dans le collecteur

Cette résistance parasite est due à la résistance élevée du silicium constituant le collecteur. Cette résistance est diminuée dans un rapport de l'ordre de dix par l'emploi de dépôt épitaxique de silicium à dopage faible sur un substrat très dopé qui ne sert que de support mécanique au transistor. Le transistor est représenté en coupe par la figure 2.

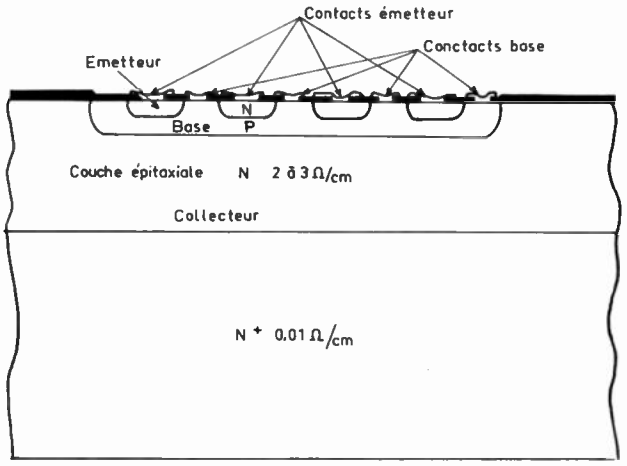


Fig. 2. — Coupe d'un transistor planar en peigne.

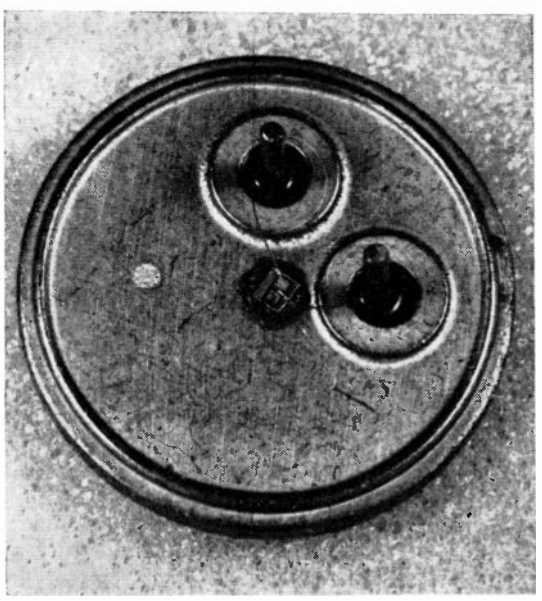


Fig. 3. — Transistor soudé sur son embase en Kovar et cuivre T08.

2.4. Evacuation de la chaleur

Les capacités thermiques doivent être réduites au maximum, il y a donc, dans le transistor, une forte dissipation par unité de surface. Il faut assurer un chemin court et bon conducteur de la chaleur entre la jonction collecteur-base et l'élément extérieur absorbant les calories produites.

Dans le cas présent, le transistor est soudé directement sur une embase en kovar et cuivre TO 8, le kovar étant utilisé en raison de son coefficient de dilatation proche de celui du silicium. Il est représenté figure 3 et l'embase, en coupe, figure 4.

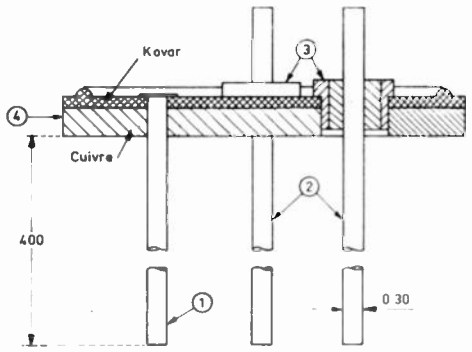


FIG. 4. — Coupe d'un transistor monté sur son embase.

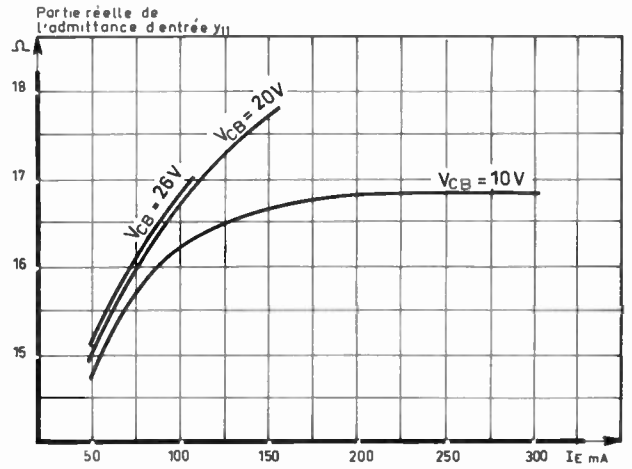


FIG. 5. — Partie réelle de l'admittance d'entrée Y_{11} en fonction de I_E et de V_{CB}.

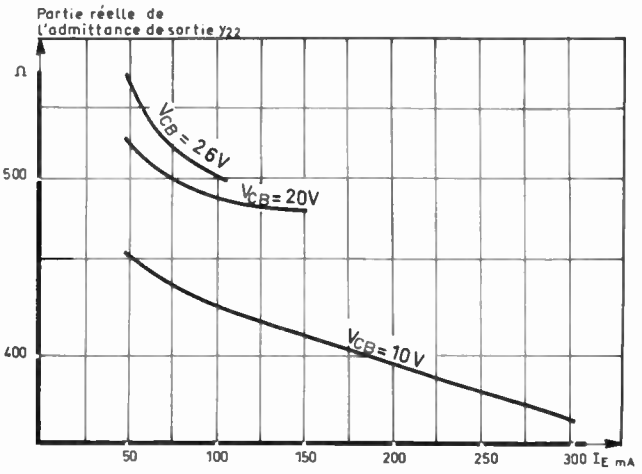


FIG. 6. — Partie réelle de l'admittance de sortie y_{22} en fonction de I_E et de V_{CB}.

3. Caractéristiques mesurées et calculées

Le tableau ci-dessous ainsi que les graphiques (fig. 5, 6, 7 et 8) donnent les variations des paramètres y en fonction du courant I_e et de la tension V_{CE} à la fréquence de 70 MHz. Dans ces graphiques, on a porté, en ordonnées, les valeurs des résistances, capacités et selfs qui correspondent aux valeurs trouvées pour y. On peut constater que l'admittance d'entrée y a une partie imaginaire selfique et que sa partie réelle est relativement plus importante que ce que l'on pourrait espérer. Ceci est dû à l'influence de la self constituée par les fils de connexion de base et surtout d'émetteur.

3.1. CALCUL DE GAIN

Plusieurs définitions de gain en puissance peuvent être envisagées, nous allons n'en considérer que deux :

Moyenne des paramètres "y" en mmhos pour la fréquence 70 MHz

V_{CB} V	I_E mA	y_{11}	y_{22}	y_{21}	y_{12}
10	50	(3,41 $-j$ 1,055) 20	(0,11 $+j$ 0,326) 20	($-$2,65 $-j$ 10,9) 20	($-$0,021 $-j$ 0,082) 20
	100	(3,09 $-j$ 0,99) 20	(0,117 $+j$ 0,34) 20)	($-$2,86 $-j$ 11,6) 20	($-$0,022 $-j$ 0,108) 20
	200	(2,97 $-j$ 0,93) 20	(0,127 $+j$ 0,374) 20	($-$3,13 $-j$ 12,1) 20	($-$0,022 $-j$ 0,122) 20
	300	(2,97 $-j$ 0,86) 20	(0,138 $+j$ 0,386) 20	($-$3,22 $-j$ 12,4) 20	($-$0,023 $-j$ 0,134) 20
20	50	(3,34 $-j$ 0,96) 20	(0,096 $+j$ 0,273) 20	($-$2,26 $-j$ 11,75) 20	($-$0,011 $-j$ 0,065) 20
	100	(3 $-j$ 0,806) 20	(0,103 $+j$ 0,283) 20	($-$2,44 $-j$ 12,5) 20	($-$0,010 $-j$ 0,075) 20
	150	(2,82 $-j$ 0,705) 20	(0,108 $+j$ 0,293) 20	($-$2,5 $-j$ 13) 20	($-$0,010 $-j$ 0,082) 20
26	50	(3,31 $-j$ 0,85) 20	(0,09 $+j$ 0,258) 20	($-$2,09 $-j$ 11,95) 20	($-$0,015 $-j$ 0,083) 20
	100	(2,97 $-j$ 0,715) 20	(0,1 $+j$ 0,267) 20	($-$2,23 $-j$ 12,85) 20	($-$0,015 $-j$ 0,088) 20

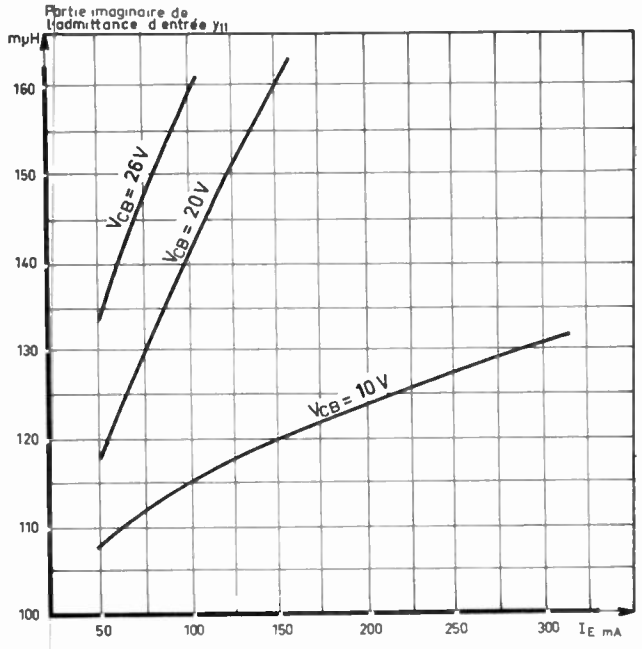


FIG. 7. — Partie imaginaire de l'admittance d'entrée Y_{11} en fonction de I_E et de V_{CB}.

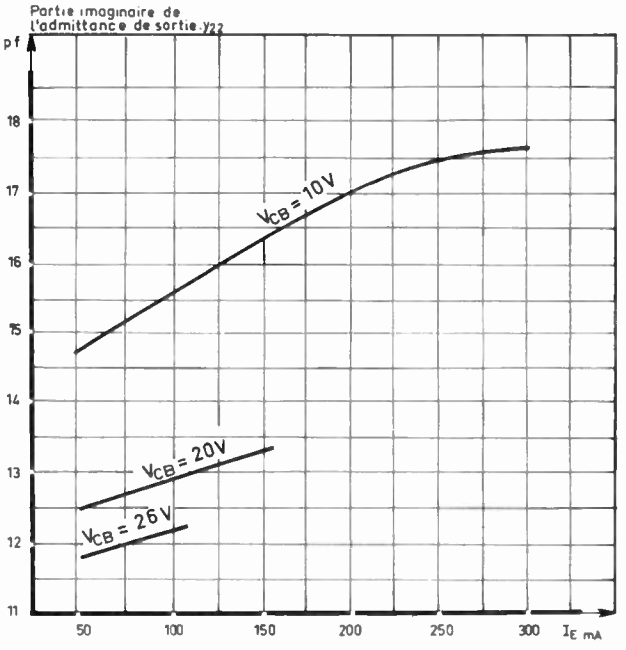


FIG. 8. — Partie imaginaire de l'admittance de sortie Y_{22} en fonction de I_E et de V_{CB}.

3.1.1. *Gain de transférence maximal*

C'est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée, l'adaptation conjuguée étant réalisée à l'entrée et à la sortie. Aucune liaison entrée-sortie extérieure au transistor n'est introduite.

Ce gain est exprimé par :

$$G_{T\max} = \frac{|y_{21}|^2}{a_{11}a_{22}[(\eta_a+1)^2+\eta_b^2]},$$

$$\eta_a = \sqrt{1 - \frac{a_{12}a_{21}-b_{12}b_{21}}{a_{11}a_{22}} - \left(\frac{a_{12}b_{21}+a_{21}b_{12}}{a_{11}a_{22}}\right)^2}$$

$$\eta_b = \sqrt{\frac{a_{12}b_{21}+a_{21}b_{12}}{2a_{11}a_{22}}},$$

a_{11}, a_{22}, a_{12}, a_{21}, étant respectivement les parties réelles de y_{11}, y_{22}, y_{12}, y_{21},

et b_{12} et b_{21} les parties imaginaires de y_{12} et y_{21}.

Si l'on prend pour valeurs moyennes à 70 MHz :

$$\begin{aligned} a_{11} &= 2{,}9 \cdot 20\cdot 10^{-3} \text{ mhos},\\ a_{22} &= 0{,}11 \cdot 20\cdot 10^{-3} \text{ mhos},\\ a_{12} &= -0{,}015\cdot 20\cdot 10^{-3} \text{ mhos},\\ a_{21} &= -2{,}3 \cdot 20\cdot 10^{-3} \text{ mhos},\\ b_{12} &= -0{,}09 \cdot 20\cdot 10^{-3} \text{ mhos},\\ b_{21} &= -13 \cdot 20\cdot 10^{-3} \text{ mhos}, \end{aligned}$$

on a alors : $\eta_b = 0{,}63$,

$\eta_a = 1{,}73$,

ce qui donne : $G_{T\max} \simeq 70$ ou 18,5 dB.

3.1.2. *Gain maximal unilatéralisé*

Le gain unilatéralisé est le gain obtenu en ajoutant au transistor un quadripôle de réaction, constitué d'éléments non dissipatifs tel que le quadripôle résultant ait son paramètre $Y_{12} = 0$.

Le gain U est alors exprimé par :

$$U = \frac{|y_{12}-y_{21}|^2}{4(a_{11}a_{22}-a_{12}a_{21})},$$

en prenant : $y_{12} = (-0{,}015 - 0{,}09\,j)\ 20.10^{-3}$ mhos

$y_{21} = (-2{,}3 \quad -13\,j)\ 20.10^{-3}$ mhos

On obtient : $U \simeq 150$ ou 21,8 dB.

3.2. GAIN MESURÉ

La figure 9 donne la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Ce résultat est celui obtenu avec le montage de la figure 10.

Il devrait se comparer au gain de transférence maximal calculé ci-dessus. En fait, on constate une différence : 18 dB calculé, 14 environ mesuré. Ceci n'est pas très étonnant, car le calcul est effectué en supposant que l'on travaille à petits signaux :

— d'une part, la résistance de charge réelle est plus faible que la résistance de charge qui satisferait à l'adaptation, la résistance de charge étant dictée par la puissance de sortie désirée,

— d'autre part, parce que l'on a pris des valeurs y pour un point de polarisation moyen, alors qu'en réalité on se déplace sur une droite du plan I_cV_c, où les paramètres y peuvent prendre des valeurs moins favorables.

La différence peut aussi s'expliquer par les défauts

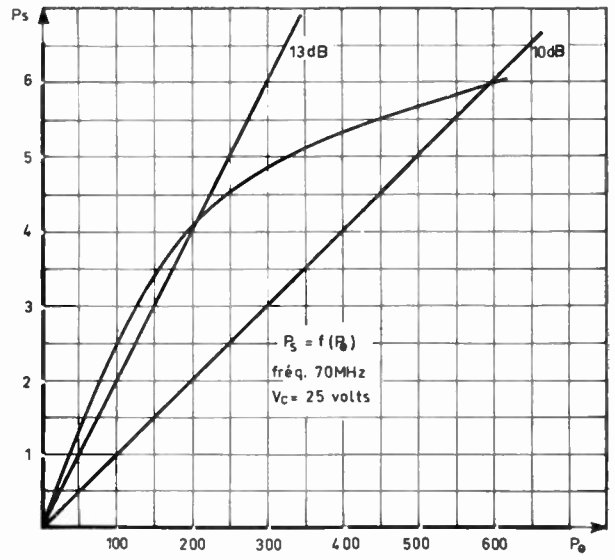


FIG. 9. — Courbe de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

probables du circuit employé. Par exemple, il n'est pas sûr que les conditions optimales d'adaptation à l'entrée, soient réalisées. On peut vérifier que l'impédance d'entrée du circuit est bien de 50 Ω, ce qui ne veut pas forcément dire que le transistor soit bien une impédance adaptée conjuguée.

La mesure du gain neutrodyné, quant à elle, est difficile à effectuer et même, en fait, presque impossible à faire de façon incontestable. En effet, la condi-

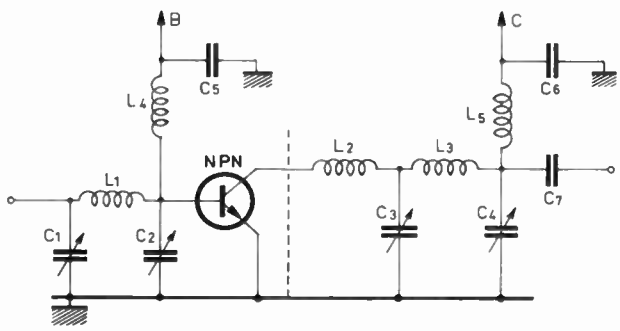


FIG. 10. — Montage employé pour la mesure du gain. $V_{CB} = 22$ V.

$C_1, C_2, C_3, C_4 = 0$ à 100 pF
$C_5, C_6 =$ 4 700 pF
$C_7 =$ 10 nF

L_1 — 1 spire de ⌀ = 17 mm
L_2 — 5 spires de ⌀ = 15 mm
L_3 — 3 spires de ⌀ = 15 mm
L_4, L_5 — choc

les selfs sont réalisées en fil de ⌀ = 1,5 mm

tion de neutrodynation ne peut être remplie que pour un point particulier de polarisation. En fait, à partir du moment où l'on fait intervenir un élément de réaction entre la sortie et l'entrée du circuit, on peut facilement trouver tous les gains possibles jusqu'à l'oscillation. C'est donc une mesure qui prête à discussions. Ceci ne veut pas dire qu'il ne faut pas employer de circuits neutrodynés, mais seulement les éviter quand la mesure du gain est faite en vue de la caractérisation d'un transistor. L'utilisateur qui, au contraire, recherchera des performances élevées avec des valeurs de bandes passantes données, aura intérêt à utiliser de tels circuits.

4 Conditions de mesure

Le procédé de mesure utilisé est représenté par la figure 11, il permet, en fournissant l'énergie par l'intermédiaire d'un pont d'admittance, de vérifier

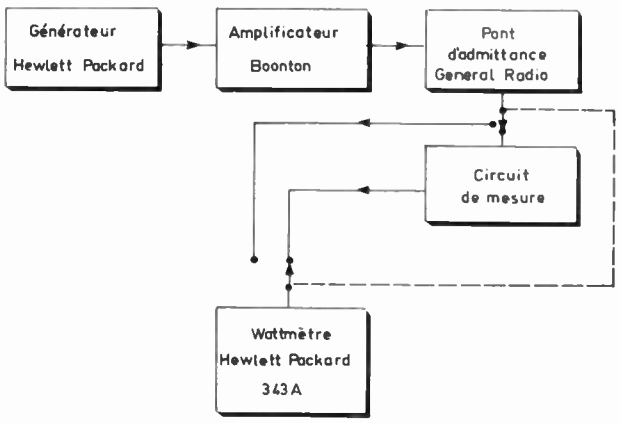


FIG. 11. — Procédé de mesure du gain.

que le circuit a une impédance d'entrée de 50 Ω et donc de pouvoir y substituer le wattmètre, pour mesurer la puissance fournie.

5 Conclusion

L'examen de ce transistor a montré, au cours des mesures, qu'il était apte à fonctionner dans les conditions prévues avec une marge de sécurité importante. L'expérience nous a montré que la nature et la qualité du circuit utilisé avaient une grande influence sur les performances. Celui que nous avons choisi dans cette étude, n'est pas celui qui donne les meilleurs gains, mais il présente des facilités de réglage et il donne un signal avec peu d'harmoniques. D'autre part, comme le gain en puissance est la principale caractéristique affichée sur la notice du transistor, il est indispensable que cette mesure soit reproductible. Avec des circuits encore améliorables, il a été constaté qu'il était utilisable jusqu'à une fréquence dépassant 200 MHz, avec un gain pouvant atteindre 8 dB. Utilisant les principes ci-dessus, un transistor à structure agrandie est en fin de période de réalisation. Il délivrera une puissance moyenne de 10 W pour un gain supérieur à 10 dB à la fréquence de 70 MHz.

TRANSISTORS DE COMMUTATION AU SILICIUM A FORT COURANT OBTENUS PAR LA TECHNIQUE MESA

PAR

G. EBERHARD

Ingénieur à la Siemens und Halske Aktiengesellschaft
Wernerwek für Bauelemente, Munich

1. Introduction

Les commutateurs actionnés mécaniquement sont de plus en plus remplacés par des composants électroniques. Ces derniers possèdent deux avantages principaux : ils n'ont pas de pièces en mouvement et ils peuvent être commandés directement par des grandeurs électriques. Dans beaucoup de cas, il n'est pas indispensable de séparer le circuit commandé du circuit de commande et on utilise des diodes de commutation, mais, très souvent aussi, il est nécessaire de séparer les deux circuits, et, par conséquent d'ajouter une électrode de commande distincte. Pour les problèmes de ce genre, le transistor a pris, au cours des dernières années, une importance sans cesse croissante.

Ce qui a servi de guide aux recherches accomplies dans ce domaine, c'est avant tout le besoin de produire des transistors capables de commuter rapidement des puissances importantes. En outre, on s'est efforcé d'obtenir de hautes fréquences de coupure et d'élargir la gamme de tension habituelle aux transistors de puissance basse fréquence de type classique.

2. Transistors de commutation à fort courant, types Buy 12 et Buy 13.

2.1. Constitution et fabrication

Les transistors de commutation à fort courant Buy 12 et Buy 13 sont des transistors au silicium. Si l'on a choisi le silicium comme matériau de départ c'est surtout parce que la distance de la bande de conduction à la bande de valence est plus grande que pour le germanium et, partant, la conductivité intrinsèque plus faible. On peut, par conséquent, escompter un meilleur comportement thermique de la part des transistors au silicium que de la part des transistors au germanium.

En termes concrets, cela signifie qu'à puissance égale les transistors au silicium peuvent avoir des dimensions plus petites que les transistors au germanium ; cette remarque revêt une grande importance si l'on recherche une fabrication économique, surtout pour des transistors de puissance. Comme avantages supplémentaires, les transistors au silicium présentent des tensions de claquage plus élevées et une conductibilité thermique double.

Pour atteindre une tension limite élevée concurremment avec de faibles tensions de saturation à fort courant, comme on le désire pour les transistors de commutation, on n'a pas d'autre ressource que de faire varier le dopage du collecteur : zone de faible résistivité (donc fortement dopée) suivie d'une zone plus mince, de forte résistivité (donc faiblement dopée). En principe, on peut aboutir à une telle structure stratifiée en faisant croître une couche épitaxiée sur un substrat de silicium fortement dopé. L'état actuel de la technique de l'épitaxie ne permet pas la fabrication économique de transistors à large jonction, où la couche résistive du collecteur doit offrir une grande homogénéité et une grande perfection cristalline. C'est pourquoi on a employé une technique de diffusion, dans les détails de laquelle on entrera plus avant au cours de la description qui va suivre.

A cause de l'effet de bord qui se manifeste aux hautes densités de courant, seule est efficace la périphérie des émetteurs de grande superficie, et cela sur une largeur qui correspond à peu près à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires. Ce phénomène conduit à diviser en languettes la surface de l'émetteur. Dans le cas des transistors Buy 12 et Buy 13, on a choisi la structure en peigne représentée en figure 1. Des deux peignes qui sont séparés par une surface en méandres, celui qui se trouve à l'extérieur constitue l'émetteur, et celui qui est à l'intérieur, la base.

Pour les transistors Buy 12 et Buy 13 on s'est

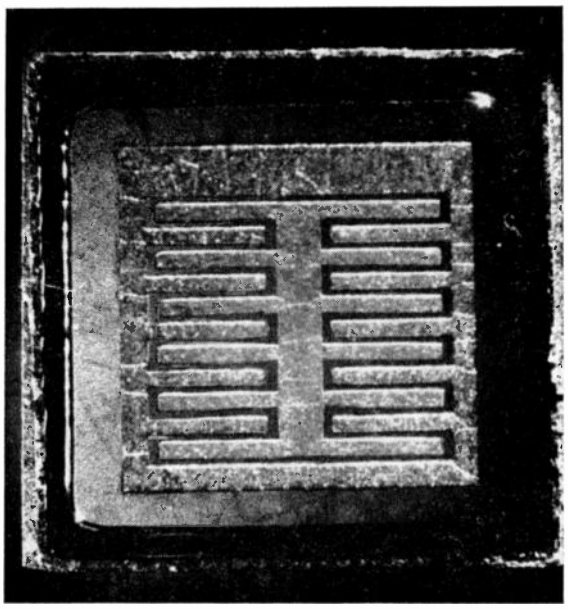


FIG. 1. — Aspect de la mesa des transistors Buy 12 et Buy 13 avec les électrodes d'émetteur et de base en forme de peigne.

tourné vers la technique mesa, car, lorsqu'il s'agit de puissances importantes, la technique planar présente encore de grosses difficultés et revient par conséquent très cher. Les hautes fréquences de transition que permet le procédé planar sont peu intéressantes pour beaucoup d'applications en commutation, et d'autre part, il ne garantit pas, avec suffisamment de sécurité, les tensions limites élevées qui sont exigées.

La figure 2 expose en détail les différentes phases de la fabrication. Tout d'abord on dope convenablement, par une diffusion de phosphore, les deux faces d'une pastille de silicium qui a été préalablement usée à une épaisseur de 300 μ, puis polie. La concentration des atomes donneurs augmente ainsi des deux côtés (fig. 2A). La pastille est ensuite usée et polie jusqu'à disparition d'une des deux couches diffusées. On fait croître alors à la surface une couche protectrice de silice (fig. 2B). Pour former la base, on diffuse à travers la couche d'oxyde des atomes de gallium dans la partie de haute résistivité (fig. 2C). La pastille est maintenant découpée en pavés carrés de 6 mm de côté. Après avoir enlevé les couches d'oxyde, on allie dans la couche diffusée de base de chaque pavé deux électrodes en forme de peigne suivant la disposition représentée en figure 1. Le peigne extérieur contient des substances qui donnent un dopage de type *n*. L'émetteur se forme en dessous, par alliage. Le peigne situé à l'intérieur contient des substances qui donnent un dopage de type *p* et constitue l'électrode de base. Conjointement, une électrode de prise de contact est formée par alliage à la semelle du pavé. Il ne reste plus qu'à découper la mesa par attaque chimique, à recouvrir le dispositif d'un vernis protecteur et à l'encapsuler dans un boîtier TO 41.

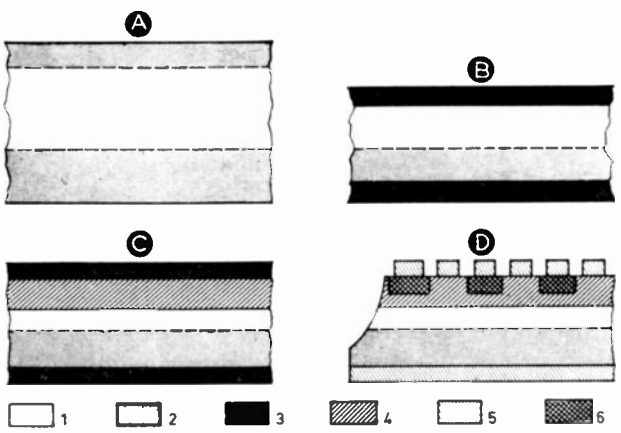


FIG. 2. — Les étapes de la fabrication des transistors Buy 12 et Buy 13.
A) Substrat de type *n* après diffusion bilatérale de phosphore.
B) Plaquette de silicium qui comprend deux couches de dopages différents, et est recouverte par une couche de silice protectrice.
C) Couche de base diffusée.
D) Vue après l'alliage et le découpage de la mesa.
1 substrat original
2 couches diffusées, plus fortement dopées
3 couche de silice protectrice
4 couche de base diffusée
5 électrodes de l'émetteur, de la base et du collecteur
6 zone émettrice

2.2. CARACTÉRISTIQUES

Les propriétés électriques et thermiques des transistors Buy 12 et Buy 13 sont résumées dans le tableau de la page suivante (valeurs provisoires).

Selon l'épaisseur de la couche à forte résistivité du collecteur, on peut garantir une tension inverse de 210 V pour le transistor Buy 12, et une tension inverse de 120 V pour le transistor Buy 13. La tension de saturation collecteur-émetteur vaut en moyenne 0,7 V pour un courant collecteur de 6 A et 1,1 V pour un courant collecteur de 8 A. Le rapport de la tension limite à la tension de saturation a donc, même pour des courants de collecteur importants, des valeurs comprises entre 100 et 200.

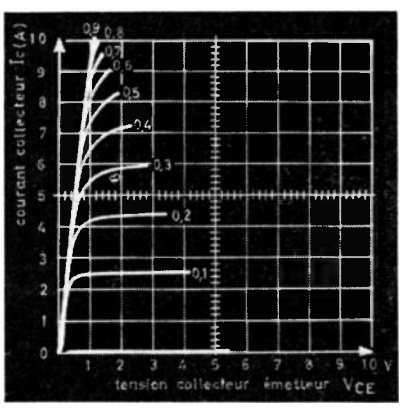


FIG. 3. — Réseau des caractéristiques I_C - V_{CE} d'un transistor Buy 12 (Paramètre : courant de base I_B en ampères).

La figure 3 montre le réseau des caractéristiques $I_C V_{CE}$ d'un échantillon de développement et permet de reconnaître que même aux courants élevés la saturation se produit pour une valeur du courant

Caractéristiques provisoires des transistors de commutation à fort courant Buy 12 et Buy 13

Transistors de commutation à fort courant		Buy 12	Buy 13	Unités
Résistance thermique jonction boîtier	$R_{th\ jc}$	< 1,5	< 1,5	°C/W
Valeurs limites :				
Tension de blocage collecteur-base	V_{CBS}	210	120	V
Tension de blocage collecteur-émetteur	V_{CEO}	80	70	V
Tension de blocage émetteur-base	V_{EBO}	5	5	V
Courant collecteur	I_c	10	8	A
Température de jonction	t_j	150	150	°C
Autres caractéristiques :				
Tension de saturation collecteur-émetteur (I_c = 8 A, $h_{21\ E}$ = 10)	$V_{CE_{sat}}$	1,1		V
Tension de saturation base-émetteur (I_c = 8 A, $h_{21\ E}$ = 10)	$V_{BE_{sat}}$	1,7		V
Tension de saturation collecteur-émetteur (I_c = 6 A, $h_{21\ E}$ = 10)	$V_{CE_{sat}}$		0,7	V
Tension de saturation base-émetteur (I_c = 6 A, $h_{21\ E}$ = 10)	$V_{BE_{sat}}$		1,5	V
Gain statique en courant (I_c = 8 A, V_{CE} = 5 V)	h_{21E}	> 10		
Gain statique en courant (I_c = 6 A, V_{CE} = 5 V)	$h_{21\ E}$		> 10	
Courant de blocage collecteur-base (V_{CBO} = 150 V)	I_{CBO}	0,2		mA
Courant de blocage collecteur-base (V_{CBO} = 80 V)	I_{CBO}		0,2	mA
Fréquence de transition (I_c = 200 mA, V_{CE} = 10 V)	f_t	11	11	MHz
Capacité de la jonction collecteur-base (V_{CB} = 10 V)	C_{OB}	450	450	pF

de base qui excède relativement peu la valeur en fonctionnement non saturé. Grâce à cette propriété les temps de stockage en régime saturé sont faibles. Pour un courant collecteur I_c de 10 A, une tension collecteur-émetteur V_{CE} de 40 V, et un rapport du courant de collecteur au courant de base égal à 10 (*), le temps de passage de l'état passant à l'état bloqué est de 0,7 μs (0,5 μs pour le temps de stockage et 0,2 μs pour le temps de chute).

La figure 4 reproduit le réseau des caractéristiques I_c en fonction de V_{BE} et la figure 5 la caractéristique de claquage de la diode collecteur-base d'un transistor Buy 12.

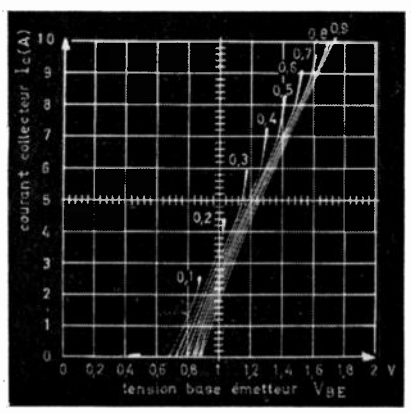


FIG. 4. — Réseau des caractéristiques I_c - V_{BE} d'un transistor Buy 12 (Paramètre : courant IB en ampères).

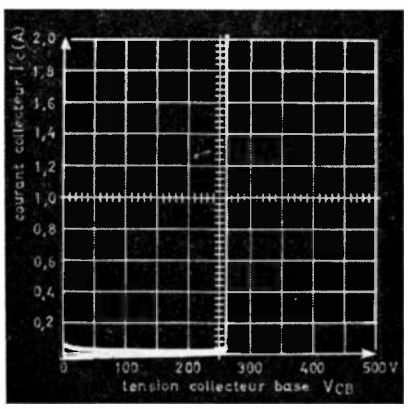


FIG. 5. — Caractéristique de claquage de la diode collecteur-base d'un transistor Buy 12.

(*) Par exemple, pour un courant collecteur I_c de 10 A, le courant de commande au déblocage I_{b1} est de 1 A et le courant de commande au blocage I_{b2} est de 1 A.

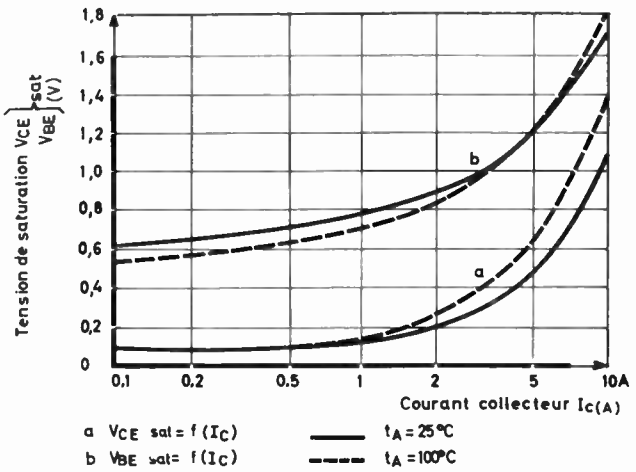


FIG. 6. — Tensions de saturation d'un transistor Buy 12 en fonction du courant-collecteur ($h_{21E} = 10$).

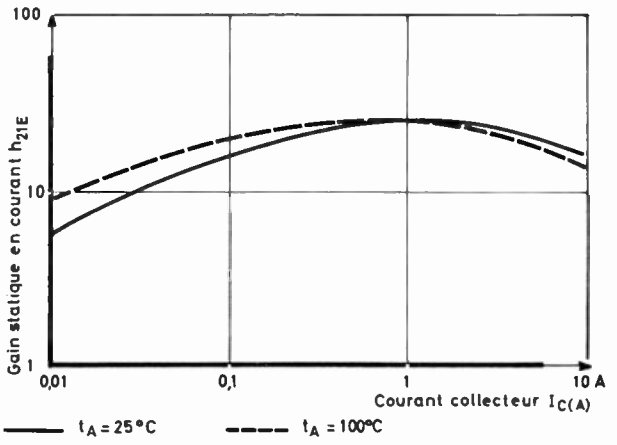


FIG. 7. — Gain statique en courant h_{21E} d'un transistor Buy 12 en fonction du courant collecteur ($V_{CE} = 5$ V).

La figure 6 montre la loi de variation de la tension de saturation collecteur-émetteur $V_{CE_{sat}}$ et de la tension de saturation base-émetteur $V_{BE_{sat}}$ en fonction du courant collecteur I_c. et la figure 7 la variation du gain en courant continu h_{21E} en fonction même du paramètre.

A une température de boîtier de 75 °C, on peut admettre en permanence une puissance de 50 W. Pour maintenir le boîtier à une température peu élevée, il faut lui assurer un bon contact thermique avec le châssis ou avec le radiateur. A forte puissance, il est recommandé d'insérer une feuille de plomb épaisse de 0,1 mm qu'on aura enduite des deux côtés de graisse au silicone.

TECHNIQUE DE RÉALISATION D'UNE TRIODE DE PUISSANCE A EFFET DE CHAMP

PAR

M. CHAPPEY
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Mlle A.M. DAUGE, J. DELMAS et P. DURAND
Ingénieurs *Inspecteur*
au Centre National d'Etudes des Télécommunications

1. Introduction

Le principe physique de fonctionnement d'une triode à effet de champ a déjà été décrit dans cette revue [1]. Ce principe étant totalement différent de celui qui est à la base de fonctionnement d'un transistor bipolaire, il en résulte pour la triode un certain nombre de caractères propres dont certains sont extrêmement appréciés par les utilisateurs, à savoir :

— son faible bruit, surtout en basse fréquence [2], [3],

— sa rapidité de temps de réponse en régime impulsionnel [4],

— sa bonne résistance aux radiations,

— son courant de saturation qui diminue quand la température croît.

Ces deux dernières caractéristiques nous ont semblé être exactement celles que pouvaient souhaiter les techniciens chargés de la réalisation de circuits de puissance. Elles permettent, en effet, d'espérer une bonne sécurité de fonctionnement, même en cas de variations importantes de la température ou de la dose de rayonnements, et un minimum de précautions dans leur utilisation, dans la mesure où il n'y a plus de risque « d'emballement thermique ». Aussi, pour réaliser quelques prototypes de puissance expérimentaux, avons-nous utilisé la technologie « mesa » parfaitement au point, qui nous avait déjà réussi dans le domaine des triodes à effet de champ de haute fréquence [5]. Ces prototypes nous ont permis de faire le tour des problèmes nouveaux qui se posent et d'avoir une première idée des performances qu'on est en droit d'espérer.

L'objet de cet article est de présenter ces prototypes avec leurs caractéristiques électriques, qui nous ont paru suffisamment encourageantes pour continuer à travailler dans cette voie. Mais pour parvenir à réaliser des dispositifs de performances meilleures, nous avons dû créer des technologies nouvelles que nous décrirons. Cet article ne cherche, en aucun cas, à faire le point de la question de la triode de puissance à effet de champ, mais à résumer nos premières tentatives dans cette direction.

2. Réalisation des prototypes

Rappelons les différentes étapes de la technologie « mesa » telle que nous l'avons utilisée pour la réalisation des prototypes :

— diffusion de phosphore dans une rondelle de silicium de type « p » 2-4 $\Omega \cdot$cm sur 12 μ de profondeur (concentration en surface 10^{19} at/cm^2) ;

— métallisation de chrome, puis d'or au travers des fenêtres (dimensions $1\,200 \times 650$ μ) d'un cache en molybdène, fenêtres qui sont traversées par trois fils de tungstène (un fil en long et deux fils en travers) de 8 μ de diamètre ;

— soudure des fils de connexions en or par thermocompression, de telle sorte qu'il y ait trois drains et

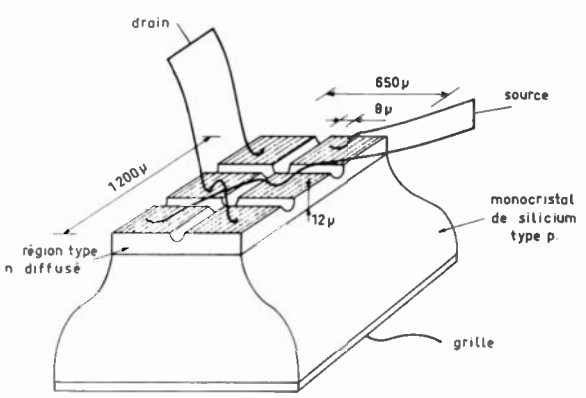


FIG. 1. — Prototype de triode à effet de champ de puissance.

trois sources et que les différents ilôts de source soient en regards d'ilôts de drains seulement ;

— dégagement des « mesas » et creusement des sillons ;

— découpage et soudure des transistors sur l'embase, puis encapotage.

La figure 1 est un dessin de cette triode. Cette technique n'a été rendue possible que par la mise au point de dépôts métalliques très rapprochés, inattaquables par les décapants chimiques du silicium, et auxquels sont susceptibles de se lier les fils de connexions.

3. Caractéristiques électriques des triodes expérimentales

Les caractéristiques statiques moyennes des prototypes sont :

— courant de saturation 200 mA,

— tension de saturation : 15 V,

— pente : 7 mA/V.

La figure 2 présente le réseau de l'un des prototypes.

A fréquence élevée, les propriétés électriques des prototypes sont caractérisées par les paramètres y qui ont été mesurés de 500 kHz à 20 MHz. Ces

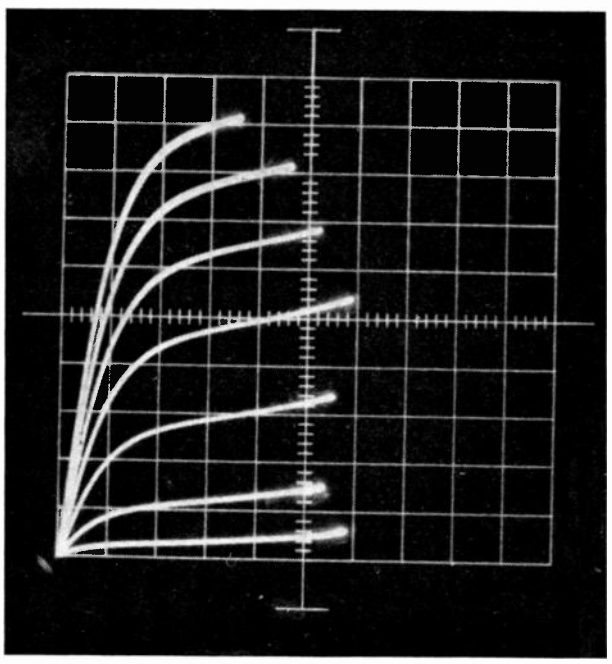


FIG. 2. — Caractéristiques statiques d'un prototype pour $V_g = 0{,}4$, 10, 20, 40, 70, 90 V à partir du haut (graduation horizontale : tension source-drain, 5 V par carreau ; graduation verticale : courant source-drain, 20 mA par carreau).

paramètres y nous permettent de présenter un schéma équivalent d'une des triodes. Les paramètres y et le schéma équivalent théorique sont rappelés sur la figure 3.

Paramètre y_{11} : la courbe de la figure 4 présente, pour un des prototypes, les variations r_{11} pour deux polarisations de grille et une tension drain-source

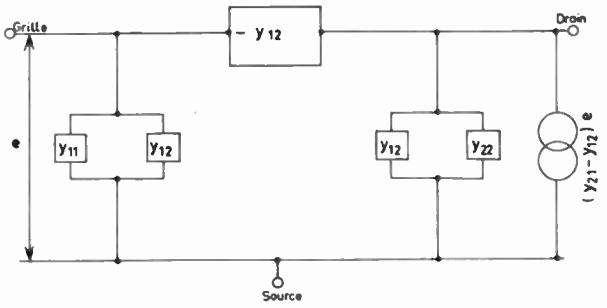


FIG. 3. — Paramètres y

$y_{11} = \dfrac{1}{r_{11}} + jC_{11}\omega$ admittance d'entrée, sortie en court-circuit.

$y_{22} = \dfrac{1}{r_{22}} + jC_{22}\omega$ admittance de sortie, entrée en court-circuit.

$y_{21} = g_{21} + jb_{21}$ transadmittance directe, sortie en court-circuit.

$y_{12} = g_{12} + jb_{12}$ transadmittance inverse, entrée en court-circuit.

de 20 V. Nous avons placé sur la courbe classique des variations de r_{11} en fonction de la fréquence, telle que nous l'avons rencontrée sur les triodes de toutes provenances que nous avons étudiées jusqu'à ce jour, l'intervalle dans lequel se placent nos mesures. Les valeurs de c_{11} sont de l'ordre de 60 pF ($V_g = -1$ V) et ne varient pas avec la fréquence.

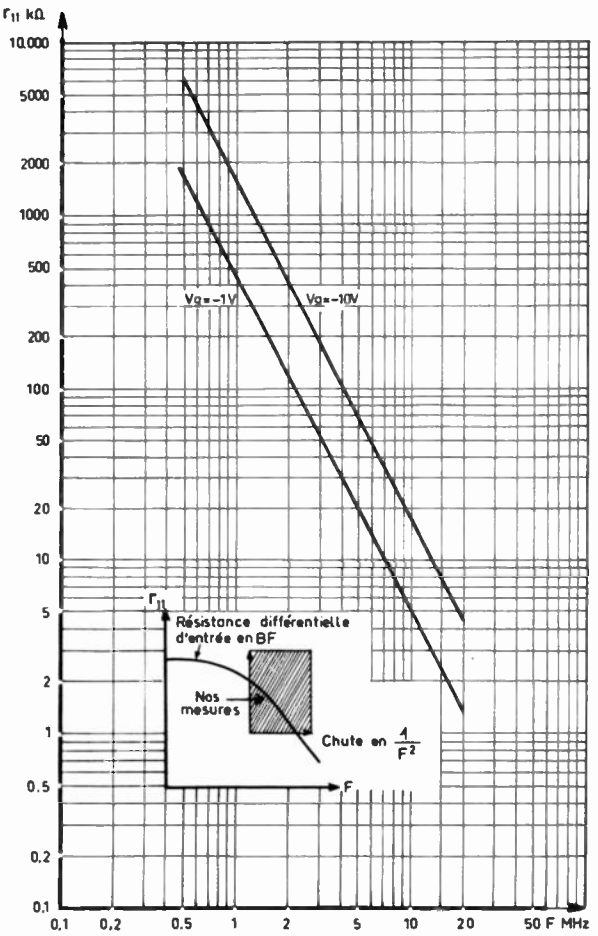


FIG. 4. — Variations de r_{11} avec la fréquence.

Paramètre y_{22} : la courbe de la figure 5 présente, pour un des prototypes, les variations de r_{22} pour

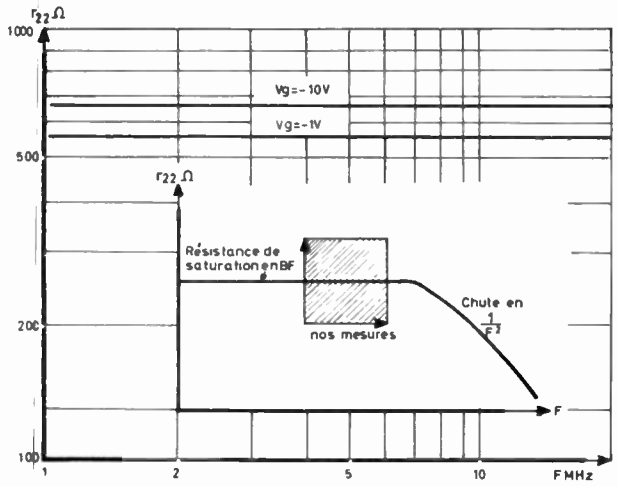


FIG. 5. — Variations de r_{22} avec la fréquence.

deux polarisations de grille et une tension source-drain de 20 V. Comme pour r_{11}, nous avons placé sur la courbe classique de variations, l'intervalle de fréquence dans lequel se placent nos mesures. On constate que r_{22} varie peu dans ce domaine, ce qui n'a rien d'étonnant si l'on tient compte de la mauvaise saturation de courant source-drain que l'on peut constater sur la caractéristique de la figure 2. Cette mauvaise saturation est due à un manque d'homogénéité dans la forme du sillon. Les valeurs de c_{22} sont de l'ordre de 20 pF et ne varient pas avec la fréquence.

Paramètre y_{21} : à 20 MHz, les valeurs caractéristiques de y_{21} sont $y_{21} = 6{,}5 - j\,3{,}3$ mmho ($V_g = -1$ V).

Paramètre y_{12} : à 20 MHz, les valeurs caractéristiques de y_{12} sont $y_{12} = -0{,}1 - j\,2{,}3$ mmho ($V_g = -1$ V). Ces valeurs sont beaucoup trop grandes et conduisent à une réaction importante de la sortie vers l'entrée ; mais par ailleurs, elles sont suffisamment faibles pour ne pas affecter r_{22} dans le domaine de nos mesures.

La figure 6 présente les variations jusqu'à 20 MHz, de $y_{21} - y_{12} = g - jb$ pour trois polarisations de grille. Ces variations sont intéressantes à connaître, car elles sont les seules à donner une idée de la pente effective de la triode en fonction de la fréquence. Nous avons,

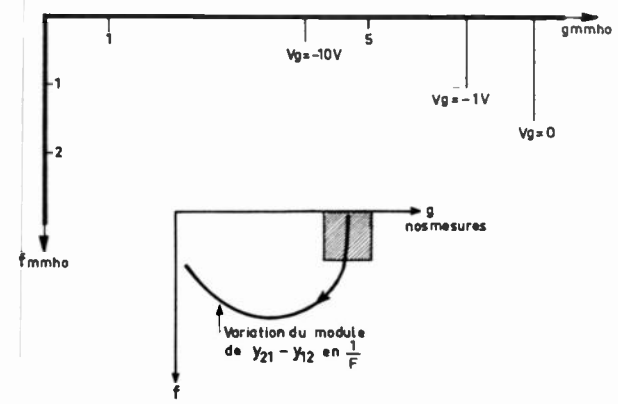


FIG. 6. — Variations de y_{21}—y_{12} en fonction de la fréquence.

de plus, précisé sur cette figure le domaine dans lequel se placent nos mesures.

La connaissance des paramètres y d'une triode nous a permis d'utiliser la formule théorique approchée de son gain en puissance :

$$G_p = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2 r_{11} r_{22}}{4}$$

et de tracer les variations de cette expression, en fonction de la fréquence, pour deux polarisations de grille et une tension source-drain de 20 V (fig. 7). On peut constater que la baisse de la pente consécutive à l'élévation de la polarisation de grille est compensée par l'augmentation correspondante de r_{11}, de telle sorte que le gain en puissance ne dépend pas de la polarisation grille dans notre intervalle de mesures. Nous avons placé, sur la courbe classique de variations, le domaine dans lequel se situent nos mesures.

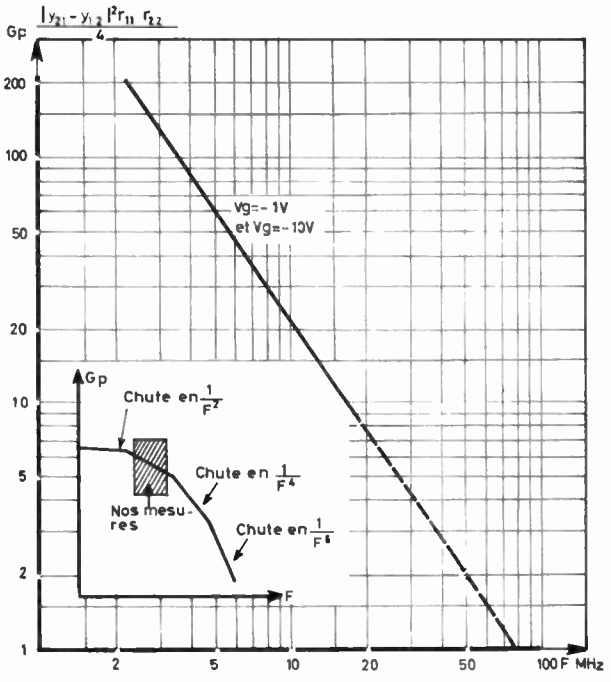


FIG. 7. — Variations du gain en puissance avec la fréquence.

En prolongeant la courbe obtenue, sans tenir compte d'une éventuelle cassure suivie d'une chute en $1/F^4$, on obtient un gain théorique $G_p = 1$ pour 80 MHz. Cette fréquence maximale théorique est en bon accord avec l'expérience puisque cette triode a oscillé sur un montage classique jusqu'à 45 MHz, fréquence à laquelle la courbe théorique lui donne encore un gain en puissance voisin de 2,5.

La connaissance des paramètres y nous a aussi permis d'établir le schéma équivalent d'une triode. Ce schéma est représenté sur la figure 8. On remarquera que nous avons fait figurer la petite résistance parasite de source (de l'ordre de 5 Ω), qui intervient dans la détérioration de la pente ($y_{21} - y_{12}$) en fonction de la fréquence.

Malgré les faibles résistances d'entrée et de sortie, et les fortes capacités d'entrée et de sortie mesurées à 20 MHz, il est remarquable que ce prototype ait encore oscillé à 40 MHz. Cela provient du fait que la structure mise en jeu se comporte presque aussi bien qu'une multitude de petites triodes élémentaires de bonnes performances montées en parallèle. Cette mise en parallèle se retrouve naturellement sur les différents termes des paramètres y. Ainsi on mesure, pour une triode haute fréquence avec courant de saturation de 0,5 mA, une valeur de r_{11} de 20 kΩ à 100 MHz, ce qui correspond à environ 700 kΩ

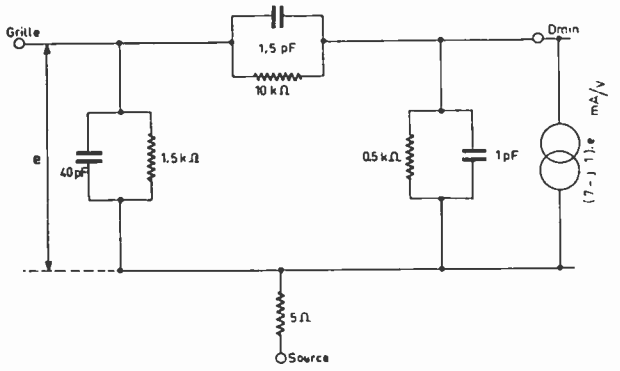


FIG. 8. — Schéma équivalent d'un prototype.
$F = 20$ MHz ; tension-drain sortie = 20 V ; $V_g = -1$ V

à 20 MHz. Notre prototype qui fournit un courant 400 fois plus grand présente une valeur de r_{11} de 1,5 kΩ. Ces deux valeurs sont donc en bon accord. On peut faire un raisonnement analogue pour r_{22}. Il se trouve d'ailleurs que la faible valeur de r_{22} est bénéfique dans la mesure où elle signifie que le canal court-circuite les chemins parasites de courant dus à des défauts ou à des impuretés qu'il est difficile d'éviter avec cette technologie sur la surface du sillon. Malheureusement si la pente a augmenté, le rapport pente sur courant de saturation a beaucoup diminué (1/30 contre 1/3 pour les triodes élémentaires). Il n'en reste pas moins que, dans la formule théorique, ce qui a été perdu par r_{11} et r_{22} a été, dans une certaine mesure, rattrapé par $|y_{21} - y_{12}|^2$.

Pour pouvoir réaliser des structures de fréquences maximales d'oscillation supérieures à 150 MHz, susceptibles d'être utilisées en triodes de puissance à des fréquences plus faibles, il nous fallait rendre ce rattrapage plus efficace, c'est-à-dire modifier la structure de nos prototypes tout en conservant le principe de la technologie « mesa ». Un effort a donc été entrepris dans les deux directions suivantes : rendre homogène la résistivité du canal et, à surface de « mesa » égale, loger une plus grande longueur de sillon. Le premier objectif a été atteint par l'utilisation de couches épitaxiales de type n sur substrat de type p. Le deuxième objectif n'a été atteint qu'après la mise au point des deux technologies décrites ci-après.

4. Technique de réalisation des sillons

Pour réussir à séparer les dépôts métalliques de source et de drain, de 5 à 15 μ, sur la plus grande longueur possible sans utiliser des fils de tungstène comme masque pendant les métallisations (il aurait été pratiquement impossible d'en tirer plus de deux en long et quatre en travers), une technique reposant sur l'utilisation d'une résine photosensible inattaquable par l'eau régale a été mise au point.

Mode opératoire :

Après avoir fait successivement un dépôt de chrome puis un dépôt d'or sur une face de la rondelle de silicium qui comporte une jonction p-n, la résine est étalée, puis polymérisée par un rayonnement ultraviolet à travers un cache photographique. Avec un cache transparent, le tracé des sillons est figuré par une ligne noire. Après exposition, la résine non polymérisée est éliminée par dissolution dans son solvant, laissant ainsi apparaître la couche d'or.

La résine polymérisée protège la surface de la rondelle à l'exclusion de l'emplacement des sillons, où l'or apparent sera attaqué à l'eau régale. Un second traitement à l'acide sulfurique dissout la résine polymérisée et le chrome, là où il n'est plus protégé par l'or. Le silicium est donc découvert à l'emplacement des sillons. Un troisième traitement, avec un décapant usuel du silicium qui n'attaque pas les dépôts de chrome et d'or, creuse les sillons à la profondeur voulue.

Cette méthode permet d'obtenir des sillons suivant le tracé désiré, ce qui n'était pas toujours possible avec les fils. La largeur de nos sillons est actuellement de 12 μ ; il est encore possible de la réduire jusqu'à la limite imposée par le pouvoir de résolution de la résine employée.

5. Nouvelle technique de soudure des fils de connexion

Du fait de la multiplicité de plus en plus grande des sillons formés à la surface d'une mesa en vue d'obtenir un rapport pente/capacité d'entrée, c'est-à-dire une fréquence maximale d'utilisation aussi élevée que possible avec un fort courant, des difficultés nouvelles, inconnues lors de la mise au point des triodes à haute fréquence, ont surgi et imposé une technique nouvelle de soudure des fils de connexions (technique nouvelle par rapport à celle bien connue de la thermocompression).

Les difficultés rencontrées dans le cas de la soudure par thermocompression sont de deux ordres :

D'une part, la transformation structurale des couches d'or sur lesquelles les fils sont à souder, est d'autant plus importante que l'on chauffe plus longtemps à une température donnée, c'est-à-dire que le nombre de soudures à réaliser est plus grand ; cette transformation est telle qu'il devient difficile d'obtenir de bonnes soudures au-delà de la cinquième ou de la sixième.

D'autre part, l'outil de thermocompression généralement employé ne permet pas de guider le fil pour le dégager suffisamment des sillons entre deux soudures successives ; or ce dégagement est nécessaire pour obtenir une attaque uniforme sur toute la longueur des sillons.

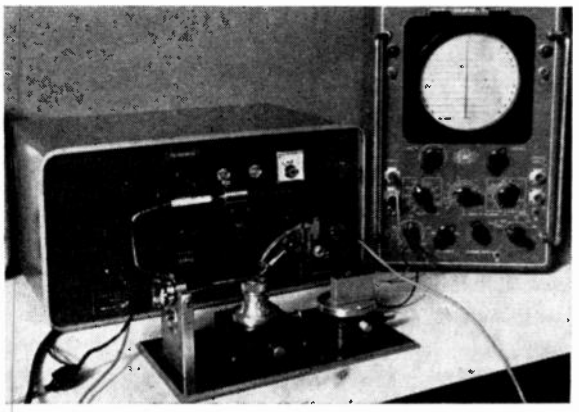


FIG. 9. — Ensemble de soudure par ultra-sons.

Ces deux difficultés ont été surmontées en adoptant un procédé de soudure nouveau pour des fils d'or ou d'aluminium dont le diamètre peut être inférieur à 20 μ (les diamètres des fils d'or et d'aluminium employés pour la mise au point étaient respectivement de 20 et 17 μ). Ce procédé est un mode de soudure par ultra-sons, rendu reproductible par le choix judicieux des valeurs de certains paramètres et de la forme de l'outil vibrant mis en contact avec le fil pour souder. A cet effet, nous avons réalisé un outil spécial incorporé au système vibrant de la machine à souder MS 40 d'Ultra-Sons, Annemasse.

La figure 9 montre le dispositif de micromanipulation et le générateur d'ultra-sons utilisés pour la réalisation de la triode de la figure 10. Sur cette dernière figure, on remarquera qu'en deux endroits nous avons fait volontairement deux soudures juxtaposées pour tester la solidité de la première pendant qu'on faisait la seconde.

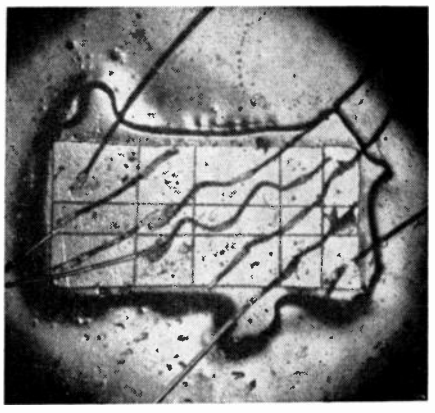


FIG. 10. — Triode de puissance à effet de champ.

Mode opératoire

La plaquette, préalablement soudée sur son embase, est placée à un niveau tel que sa surface se trouve dans le même plan que l'embout de l'outil en position de travail ; un dispositif de plateaux croisés permet de situer avec précision la plaquette par rapport à l'outil.

Le fil à souder (fil d'or de 20 μ par exemple) est ensuite dirigé sur la plaquette avec un dispositif de micromanipulation, de manière à le faire passer dans une gorge pratiquée sur l'embout de l'outil (fig. 11) : on peut alors faire vibrer l'outil dans des conditions bien définies.

Sur la figure qui représente cet outil, on peut distinguer la gorge en forme de V d'environ 8 μ partageant la surface de son embout en deux parties d'environ 60×30 μ.

Pour obtenir, avec ce dispositif, un dégagement suffisant du fil entre deux soudures successives, il suffit de placer la plaquette au-delà de la position de soudure, d'abaisser l'outil à position fixe sur le fil tendu et d'amener ensuite la plaquette dans la position qu'elle doit avoir pour la soudure à faire ; ce mouvement courbe le fil en forme de boucle en dégageant la surface du sillon et constitue un test valable pour le contrôle de la solidité de chaque soudure réalisée.

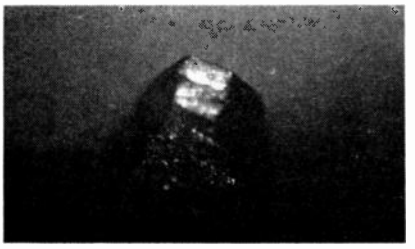


FIG. 11. — Embout de l'outil vibrant.

Cet ensemble de micromanipulation ne permettrait évidemment pas une production de grande série, mais il s'est néanmoins révélé commode pour nos premières réalisations de soudures de fils fins par ultra-sons.

6. Conclusion

On pourrait croire qu'il aurait été préférable de réaliser les prototypes en utilisant les ressources des technologies « diffusion planar » ou épitaxie. Une réalisation du type « planar » obtenue par double diffusion a été décrite dans la référence [5], mais ses propriétés en haute fréquence se sont montrées tellement décevantes, à cause de la capacité de la jonction double diffusée polarisée en inverse, que nous avons dû l'abandonner. La technique épitaxie-diffusion planar, par contre, qui permet d'obtenir un canal homogène et une grille diffusée à la place du sillon de nos prototypes (grille qui est diffusée en même temps que les parois du caisson dans lequel se trouve le canal) est à l'étude pour les hautes fréquences. Jusqu'à présent nous n'avons pas pu obtenir un courant suffisant entre la source et le drain pour pouvoir baptiser de « triodes de puissance », les dispositifs réalisés.

BIBLIOGRAPHIE

[1] GROSVALET J. — Etude d'un nouvel élément tétrode à effet de champ : l'Alcatron. *L'Onde Electrique*, 41e année, février 1961, page 114.

[2] VAN DER ZIEL. — Thermal noise in field effect transistors. *PIRE*, août 1962, p. 1808.

[3] BRUNCKE. — Noise measurements in field effect transistors. *PIEEE*, février 1963, p. 379.

[4] CSANKY-WARNER. — Put more snap in logic circuits with field effect transistors. *Electronics*, 14 juin 1963.

[5] DELMAS et CHAPPEY. — Technique de dépôts métalliques rapprochés sous vide et applications aux dispositifs à effet de champ. *Le Vide*, N° 104, mars-avril 1963.

UTILISATION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE EN VHF

PAR

J. SENERET

Chef du Laboratoire

Développement Electrique - Semiconducteurs.

La Radiotechnique (Caen)

1. Introduction

Pour obtenir des performances intéressantes dans la gamme VHF (30 à 300 MHz), il a fallu étudier spécialement et améliorer les paramètres essentiels pour ce genre d'applications. Cela a conduit à l'optimisation de ces paramètres avec, pour conséquence, la dégradation de caractéristiques secondaires.

Le transistor planar épitaxial, étudié pour l'amplification de puissance, peut être comparé au transistor d'usage général de dimensions semblables, ayant une fréquence de transition F_T équivalente et des courants et tensions maximaux identiques. Les différences notables sont principalement dans les paramètres permettant l'amplification haute fréquence.

Le gain en puissance en petits signaux dépend surtout des paramètres donnés dans la formule :

$$P_G \text{ proportionnel à } \frac{F_T}{8\pi r_{bb'} C_{b'c} F^2} .$$

Il y a donc intérêt à :

— augmenter F_T et, pour garder le gain à une puissance de sortie élevée, d'avoir F_T aussi constant que possible avec I_C jusqu'à des courants forts ;

— diminuer $r_{bb'} C_{b'c}$ ou $\frac{|h_{12b}|}{\omega}$.

Pour atteindre ce but on est amené à utiliser des procédés technologiques qui font que :

1) Le gain en courant h_{21E} est faible (de l'ordre de 10), mais reste constant jusqu'à des courants élevés.

2) Les densités de courant sont élevées avec F_T élevé, ce qui conduit à l'apparition du phénomène de second claquage et également à l'augmentation de la tension de saturation collecteur en VHF, amenant à une restriction dans les possibilités d'utiliser ces transistors à tension très basse.

Nous allons d'abord étudier les limitations dues à ces structures, puis les caractéristiques que doit connaître l'utilisateur afin de pouvoir déterminer les éléments d'un amplificateur.

2. Limitations

Les principales limitations sont :

— dissipation maximale,

— tension maximale autorisée (avalanche),

— second claquage,

— tension de saturation haute fréquence,

— courant maximal autorisé.

La plupart de ces limitations sont résumées sur la figure 1, il est parfois difficile de les caractériser avec

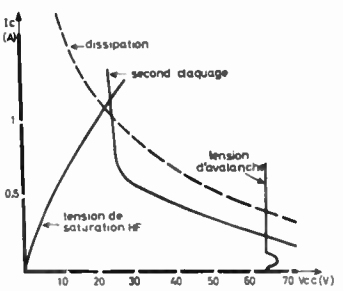


FIG. 1. — Limitations dues aux structures du transistor.

précision. En particulier le second claquage et la tension de saturation haute fréquence varient avec la fréquence et n'ont pas encore été étudiés complètement. Nous allons donc les examiner plus en détail, les autres limitations étant plus connues.

2.1. Etude du second claquage (*)

Ce phénomène existe dans tous les transistors et se manifeste par un changement d'impédance de sortie qui passe brusquement d'une valeur élevée positive à une valeur négative, puis à une valeur basse positive.

Il y a une parenté entre le second claquage et le claquage par avalanche (collecteur-base BV_{CBO} ou collecteur-émetteur BV_{CEO}), les trois différences majeures étant :

— le second claquage est destructif,

— le second claquage se caractérise toujours par une tension finale faible (de 5 à 30 V), alors que la tension d'avalanche se situe à des tensions plus fortes,

— le second claquage est fonction de l'énergie (il varie avec V, I et t) alors que l'avalanche ne dépend pratiquement pas de l'énergie, donc de la fréquence (fig. 2).

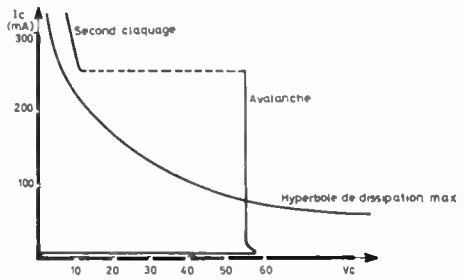


FIG. 2. — Courbe schématisant le claquage d'avalanche et le second claquage qui est destructif.

Physiquement le second claquage est un effet d'échauffement cumulatif localisé qui est favorisé par de fortes densités de courants (on l'a dénommé également pinch-in). Ces concentrations dépendent des conditions de polarisation, du champ électrique dans la base, et des défauts dans la base et la surface active.

Pour les transistors par alliage ou les transistors petits signaux, le second claquage se produit généralement dans la région où la dissipation est au-delà des limites permises (fig. 2) et, de ce fait, n'est pas une limitation.

Par contre, pour les transistors VHF de puissance, la valeur critique $V \cdot I$ (second claquage en continu), donnant naissance au phénomène, se situe dans la zone de fonctionnement autorisée ; cela est dû aux deux causes principales suivantes :

— la base est très mince et le champ électrique très élevé ; de plus, du fait de la mince épaisseur de base, les défauts de structure ont plus d'effet ;

— la résistance thermique étant aussi réduite que possible, on autorise le fonctionnement à des puissances plus grandes.

L'action conjuguée de ces deux effets :

— amène vers des régions à I_C faible l'apparition du second claquage,

— repousse vers des régions à I_C plus fort l'hyperbole de dissipation permise et conduit à l'allure représentée sur la figure 3.

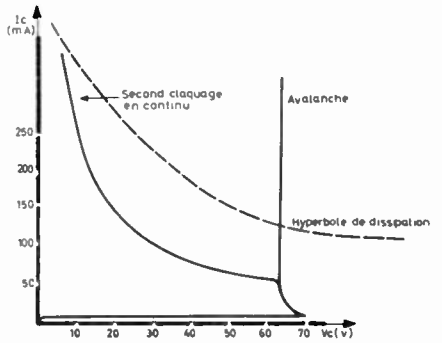


FIG. 3. — Courbe du second claquage en continu pour les transistors VHF de puissance.

Il est très important de noter que la courbe représentée caractérise le second claquage en continu. En effet, puisque le phénomène dépend de l'énergie, si on travaille en impulsions ou à une fréquence élevée, le produit $V \cdot I$ pourra être beaucoup plus élevé. Cela s'explique par le fait que la masse thermique de la partie active du transistor intervient. Il faut donc spécifier, en fonction de l'utilisation, les régions de fonctionnement autorisées.

2.1.1. *Transistors utilisés en commutation*

Nous reprendrons rapidement le principe du fonctionnement en commutation, uniquement pour comparaison. Cette utilisation correspond à toutes les applications où le transistor est utilisé comme interrupteur avec des charges inductives (ondulateurs, convertisseurs continus, balayage de télévision).

Le schéma de principe est celui de la figure 4.

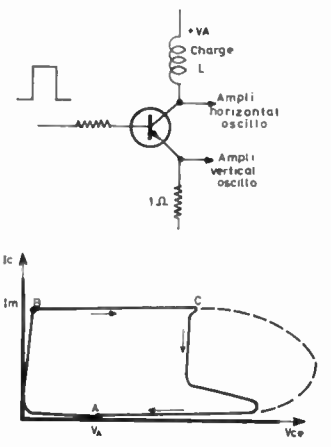


FIG. 4. — Schéma de principe et diagramme de fonctionnement d'un transistor utilisé en commutation.

Lorsque le transistor conduit, le point de fonctionnement s'établit en B et la self-inductance est chargée par le courant I_m qui la traverse. Si on bloque brusquement le transistor *NPN* en appli quant une tension négative sur sa base, l'énergie $W = 1/2\ LI^2$ stockée dans la self tend à maintenir le courant constant en créant une surtension élevée. Le point de fonctionnement passe de B en A (en suivant le tracé indiqué par les flèches) en rencontrant la courbe

(*) Appelé « second breakdown » dans la littérature américaine.

d'avalanche en C. L'impédance devenant très faible, l'énergie est dissipée entre C et A. Le temps de dissipation dépend uniquement *du temps de coupure du transistor* pour la partie BC (et non de la fréquence de répétition ou de la largeur des impulsions) ainsi que de la tension d'avalanche, de l'impédance dans la zone d'avalanche et de la valeur de L pour la partie CA.

Si la courbe d'avalanche n'avait pas limité la tension instantanée, le passage de C en A se serait effectué selon la courbe en pointillé. Si l'énergie dissipée entre C et A est assez élevée, il peut y avoir second claquage.

Ce second claquage est appelé *second claquage avec polarisation inverse émetteur-base.*

En effet, si on fait varier cette polarisation inverse (variation de la tension appliquée ou adjonction d'une résistance en série avec la source), la caractéristique d'avalanche est modifiée ainsi que les conditions d'apparition du second claquage.

Nous voyons donc que, pour ce genre d'application, les paramètres importants sont :

— l'énergie $W = 1/2\, LI^2$, donc L et I maximaux,

— les conditions de polarisation inverse agissant sur l'avalanche. Il faut donc garantir une région de fonctionnement autorisé, en précisant :

a) l'énergie maximale permise ou sa variation en fonction de la polarisation,

b) les conditions de polarisation ou la variation de la région en fonction de ces conditions.

En commutation saturée sur charge selfique, les transistors ayant des fréquences de coupure élevées ne sont pas désavantagés car, si le second claquage apparaît pour des puissances instantanées plus faibles, leur temps de coupure plus court permet d'admettre une énergie supérieure dans le cas où le point de fonctionnement ne rencontre pas la caractéristique d'avalanche (sinon la limitation provient de la valeur de L et de la tension d'avalanche).

2.1.2. *Transistors utilisés comme amplificateurs de puissance VHF*

Dans ce cas (fig. 5), le point de fonctionnement passe par des régions où le produit $V \cdot I$ est élevé quand la jonction émetteur-base est polarisée en direct, d'où la dénomination de *second claquage avec polarisation directe.* Selon que l'on fonctionne en classe A, B ou C, les conditions sont différentes :

— La classe A est évidemment la plus défavorable : en effet, le point de repos statique se trouve placé dans une région où le produit $V \cdot I$ peut être tel que le second claquage est atteint et, en l'absence de signal haute fréquence, le transistor peut être détruit (cas de coupure de l'excitation haute fréquence ou d'une désadaptation importante de l'étage).

— En classes B et C le point de repos est situé dans une région où la puissance dissipée est négligeable.

Le point de fonctionnement sera situé sur la portion BC de la droite de charge (cas de l'étage adapté) et, dans tous les cas (classes A, B ou C), il traverse les régions où le produit $V \cdot I$ est élevé.

Il devient donc indispensable de préciser le *temps* pendant lequel le point de fonctionnement reste dans ces régions. Pour l'amplification de signaux sinusoïdaux, cela revient à préciser la fréquence et, pour le cas de fonctionnement en impulsion, il faut donner la durée des impulsions et leur fréquence. Il est donc possible de tracer des zones autorisées en fonction du temps de passage.

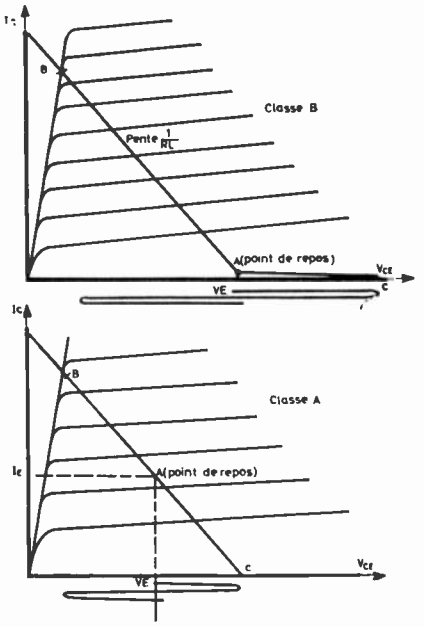


FIG. 5. — Fonctionnement en amplificateur de puissance VHF — Classe A (en bas) — Classe B (en haut).

L'allure des courbes obtenues est donnée par la figure 6 (courbes relevées sur un transistor planar épitaxial). On voit que, à partir d'une durée d'impulsions $\leqslant 1\ \mu s$ (fréquence > 1 MHz), le second claquage n'apparaît plus pour le transistor considéré, la zone autorisée étant alors limitée par la courbe d'avalanche.

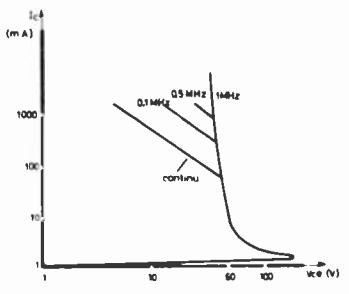


FIG. 6. — Zones de fonctionnement autorisé, avec la fréquence comme paramètre ; elles sont limitées par la courbe d'avalanche.

Il sera donc très important de définir dans les données publiées :

— la zone de second claquage en continu (en aucun cas le point de repos ne devra se trouver à l'extérieur),

— la zone pour des fréquences déterminées ou la fréquence pour laquelle il n'y a plus de second claquage.

2.1.3. *Mesure du second claquage*

Etant donné que l'effet est très destructif, il n'est pas très facile de mesurer le phénomène de second claquage. Cette mesure est à déconseiller vivement à tous les utilisateurs non expérimentés.

Pour étudier les transistors VHF dont l'étude et la réalisation sont actuellement terminés, nous avons utilisé un appareillage dont le schéma synoptique est représenté figure 7.

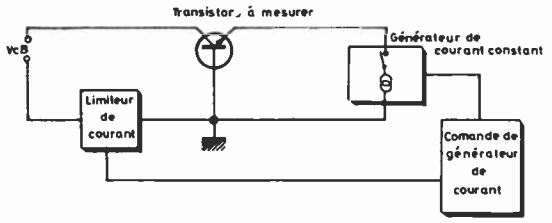


FIG. 7. — Schéma synoptique de l'appareillage utilisé pour l'étude des transistors VHF.

Le transistor a, en permanence, une tension V_{CB} à ses bornes. Au moyen d'un générateur à courant constant, de durée réglable, on envoie des impulsions de I_E, donc donnant un I_C sensiblement égal. (On définit le produit $V_{CB}I_C$ et la durée de l'impulsion, donc l'énergie).

Si le phénomène de second claquage se déclenche, I_C tendra à augmenter très vite et le limiteur coupera la commande du générateur de I_E. *Cette protection doit obligatoirement être électronique de façon à être très rapide, sinon il y a destruction du transistor.*

Nous avons pu vérifier que, pour une famille de transistors donnés (même type de fabrication) et pour un temps d'impulsion constant, le courant pour lequel se produit le second claquage est relié à la tension par une formule de la forme $I = KV^{-A}$:

K étant une constante dépendant des dimensions et surtout de la résistance thermique du transistor,

A variant avec la technologie utilisée : planar, triple diffusé, diffusé, mesa, etc.

Exemple : Pour le transistor BFY 44, nous avons $I = 7{,}3\ V^{-1{,}22}$ en continu.

La puissance autorisée étant 5 W pour une tension d'alimentation de 40 V, du point de vue thermique le courant maximal autorisé, est

$$I = P/V = 5/40 = 0{,}125 \text{ A.}$$

Le courant maximal autorisé, tiré de la formule donnant le second claquage, est :

$$I = 7{,}3 \times 40^{-1{,}22} = 0{,}082 \text{ A.}$$

Le courant maximal utilisable en continu est bien limité par le second claquage et non par la dissipation.

Des mesures sur des transistors ayant des fréquences de coupures différentes (F_T) montrent que la puissance continue (produit $V \cdot I$) nécessaire pour faire apparaître le second claquage est liée à F_T par une formule de la forme :

$$V \cdot I = \frac{B}{\sqrt{F_T}}$$

B est une constante qui dépend de la technologie utilisée.

Comme F_T est proportionnel à $1/W^2$ (W étant l'épaisseur de base), on peut conclure que $V \cdot I$ est proportionnel à W.

Les transisors de puissance VHF ou HF ne doivent donc pas être utilisés en amplification linéaire basse fréquence de puissance, les conditions permettant l'apparition du second claquage étant plus défavorables que pour des transistors basse fréquence. Toutefois on peut les utiliser en commutation saturée en basse fréquence puisque le temps de passage dans la région de forte dissipation est très court (il est fonction du temps de réponse du transistor et de la self-inductance).

2.2. TENSION DE SATURATION HAUTE FRÉQUENCE

La tension de saturation $V_{CE(sat)}$ peut facilement être mesurée en continu. Malheureusement, sa valeur est augmentée en haute fréquence.

Plusieurs auteurs ont essayé de décrire physiquement ce phénomène. En particulier FLETCHER [2] a étudié l'effet de diminution de polarisation émetteur-base.

Lorsque le courant haute fréquence entre dans la base, il se produit une chute de tension qui tend à réduire progressivement V_{EB}. Ce phénomène tend à diminuer la partie active du transistor, seule la région périphérique de l'émetteur fonctionne et la densité de courant dans cette région devient très forte.

La chute de tension devient ainsi plus élevée qu'en continu. En fait, en plus, la résistance série du collecteur est également modulée en haute fréquence.

Ce phénomène est à associer au comportement du gain en courant haute fréquence (F_T) en fonction de la tension et du courant. Si on trace, dans le plan I_C, V_{CE} les courbes de même gain, l'allure obtenue montre une saturation dans la zone à V_{CE} faible et on peut tracer un lieu de saturation (fig. 8).

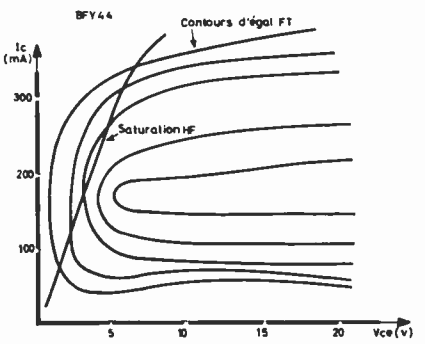


FIG. 8. — Famille de courbes de même F_T (produit gain × bande passante) et lieu géométrique de la saturation.

En classe B ou C, l'amplification n'étant pas linéaire, on peut travailler dans cette zone de saturation mais il y aura alors une décroissance du gain en puissance.

3. Caractéristiques nécessaires à l'utilisateur

Pour qu'un utilisateur puisse déterminer le projet d'un amplificateur VHF de puissance, il faut que les paramètres importants soient donnés. Jusqu'à main-

tenant, pour ce genre d'application, les caractéristiques publiées n'étaient pas complètes et l'utilisateur essayait de reproduire un amplificateur-type étudié par le fabricant de transistors. Lorsque son application s'éloignait un peu du schéma-type, il procédait empiriquement pour l'adapter et, de ce fait, il lui était difficile d'approcher des conditions optimales.

Deux sortes d'informations lui sont nécessaires :

a) *les limitations* qui permettent de choisir les conditions de fonctionnement dans le plan I_C, V_{CE},

b) *les paramètres haute fréquence* qui permettent, en fonction du choix précédent, de connaître les impédances d'entrée et de sortie, donc de calculer les circuits d'adaptation correspondants.

3.1. Limitations

La publication doit comporter des renseignements sur les points suivants :

3.1.1. *Tensions et courants maximaux admissibles :*

— Collecteur-base : $V_{BR}C_{BO}$,
— Collecteur-émetteur : $V_{BR}C_{ER}$,
— Emetteur-base : $V_{BR}E_{BO}$,
— Région d'utilisation autorisée (lieu du second claquage en continu et en haute fréquence) dans le plan I_C, V_{CE},
— Courant collecteur,
— Courant base.

3.1.2. *Puissance continue maximale admissible :*

— Températures extrêmes autorisées,
— Résistance thermique,
— Courbe de variation de la puissance en fonction de la température.

3.1.3. *Autres paramètres continus* (qui sont d'un intérêt général quoique n'intervenant pas directement dans le calcul de l'amplificateur) :

— Gain en courant typique,
— Tensions de saturation collecteur-émetteur et émetteur-base,
— Courants de fuites typiques.

Toutes ces informations sont d'usage courant pour les transistors utilisés pour d'autres applications (sauf pour le lieu du second claquage). Elles permettent de choisir la tension d'alimentation et de connaître les tensions haute fréquence maximales admissibles sur la jonction émetteur-base en inverse.

3.2. Paramètres haute fréquence

Il est beaucoup plus difficile de publier des paramètres haute fréquence en forts signaux. En effet les appareils classiques ne permettent pas de les mesurer. Néanmoins l'expérience a montré que l'on peut utiliser les mesures normales en petits signaux pour le calcul, étant donné qu'il est nécessaire d'employer des éléments ajustables (capacités en général) pour régler les circuits d'entrée et de sortie.

Ces paramètres varient en fonction de la fréquence et des conditions continues. Nous avons donc été amenés à donner :

a) les valeurs des paramètres d'usage général :

— C_{ob},
— F_T,
— $|h_{12b}|/\omega$ (ou $r_{bb'}$ $C_{b'c}$)
— Paramètres Y à un point de fonctionnement.

b) des courbes qui peuvent être utilisées pour le calcul des projets et qui donnent :

— le réseau « puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée avec V_{CC} constant et I_C comme paramètre »,

— le réseau « puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation avec puissance d'entrée constante et I_C comme paramètre »,

— le réseau « puissance de sortie en fonction de la fréquence avec V_{CC} et puissance d'entrée constants et I_C comme paramètre »,

— les caractéristiques d'entrée Y_{11b} et Y_{11e} en fonction de la fréquence avec V_{CC} et I_C constants,

— les caractéristiques d'entrée Y_{11b} et Y_{11e} en fonction de I_C à fréquence constante et avec V_{CC} comme paramètre,

— les caractéristiques de sortie Y_{22b} en fonction de I_C à fréquence constante et avec V_{CC} comme paramètre.

3.3. Utilisation de ces renseignements

3.3.1. *Paramètres d'usage général*

C_{ob} : il est donné en général à 1 MHz pour la tension typique d'utilisation et avec l'émetteur en circuit ouvert pour la haute fréquence. C'est un paramètre qui renseigne sur les dimensions du transistor mais n'est pas directement utilisable pour le calcul (voir plus loin C_{22b}).

F_T : est utile pour décider si on doit réaliser un amplificateur base commune ou émetteur commun. On admet qu'à une fréquence supérieure à $F_T/3$, il est plus intéressant d'utiliser le montage base commune.

F_T peut être utilisé pour calculer le gain en puissance en petits signaux, mais il est plus intéressant de déduire directement des réseaux le gain en puissance à forts signaux (voir plus loin).

$|h_{12b}|/\omega$: ce paramètre intervient également dans le gain en puissance et donne le produit $r_{bb'}$ $C_{b'c}$.

Paramètres Y : ces paramètres sont aussi donnés sous forme de réseaux. Nous les trouvons ici pour un point typique de fonctionnement, afin de renseigner sur les ordres de grandeur.

3.3.2. *Réseaux de courbes*

a) *Réseaux de puissance de sortie*

Ces réseaux sont tracés d'après les valeurs mesurées sur un amplificateur type. Prenons pour exemple les réseaux publiés pour le transistor BFY 44, montage base commune (fig. 9 et 10).

Le réseau 1 permet à l'utilisateur de choisir un compromis entre la puissance de sortie, le gain en puissance, et le rendement. En effet, si on désire avoir 2 W avec V_{CC} = 40 V, il est possible de réaliser un amplificateur ayant un gain de 8 dB : point A (I_C = 100 mA et puissance d'entrée 0,3 W) ou de 10 dB : point B (I_C = 110 mA et puissance d'entrée 0,2 W), avec un rendement différent (4,4 W consommés au lieu de 4 W).

Le réseau 2 permet de savoir quelle puissance il est possible d'obtenir si on change la tension V_{CC}.

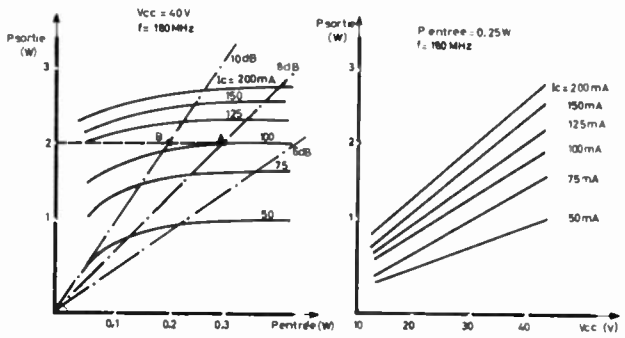


FIG. 9. — Réseaux de puissance de sortie = réseau 1 (à gauche) et réseau 2 (à droite).

Le réseau 3 permet de savoir quelle puissance il est possible d'obtenir si on change la fréquence.

A partir des valeurs V_{CC} et I_C ainsi choisies, il est alors possible de se reporter aux réseaux d'entrée et de sortie afin de connaître les impédances.

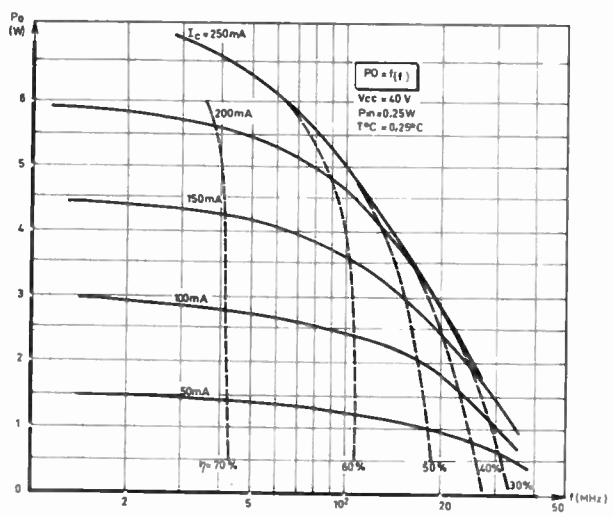


FIG. 10. — Réseau 3 = puissance disponible en fonction de la fréquence.

b) *Réseaux d'entrée et de sortie*

Prenons pour exemple les réseaux du BFY 44 ; montage base commune. On a pour le point A défini à la figure 9, à f = 180 MHz :

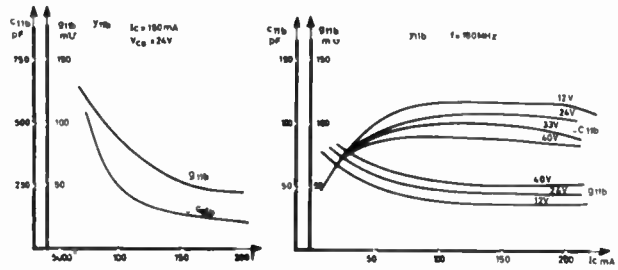


FIG. 11. — Réseau d'entrée.

$$I_C = 100 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{CC} = 40 \text{ V}.$$

Le réseau d'entrée (fig, 11) donne :

$$g_{11b} = 55 \text{ m}\mho^*$$
$$C_{11b} = 90 \text{ pF},$$

ce qui permet de calculer le réseau d'adaptation d'entrée.

On peut remarquer que, lorsque I_C varie, les courbes C_{11b} et g_{11b} à différentes tensions sont pratiquement parallèles ce qui permet une interpolation aisée.

Les courbes donnant Y_{22b} sont représentées en figure 12. En fait la connaissance de Y_{22b} n'est pas

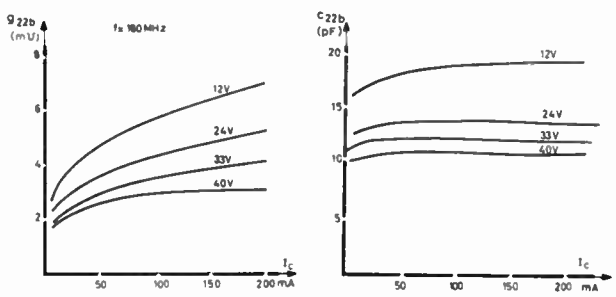


FIG. 12. — Réseau de sortie.

indispensable pour la conception d'un étage amplificateur classe B ou C. En effet, lorsqu'on se fixe la puissance haute fréquence en sortie et la tension d'alimentation, la résistance de charge est imposée et est égale à :

$$R'_L = \frac{(E-e)^2}{2P},$$

formule dans laquelle :

E : tension d'alimentation,

e : tension de déchet haute fréquence,

P : puissance de sortie haute fréquence.

* Dans cet article et le suivant le signe ℧ signifie mho.

Le circuit adaptateur de sortie devra donc présenter cette charge au transistor à partir de la charge Z_L que l'on désire avoir (impédance d'antenne, entrée d'un autre étage, impédance caractéristique d'un câble, etc.).

Par contre, il est nécessaire de tenir compte de la capacité de sortie C_{22b} pour la conception du réseau de sortie.

Remarque

Toutes les mesures en haute fréquence des paramètres donnés sur les réseaux de courbes ont été effectuées avec des longueurs de connexions de 3 mm environ. La longueur des fils de sortie a une action fort importante à l'entrée, surtout dans le montage émetteur commun.

En effet, 2 cm de fil d'un boîtier TO 5 représentent une inductance d'environ 10 nH et modifient notablement la valeur de l'admittance d'entrée.

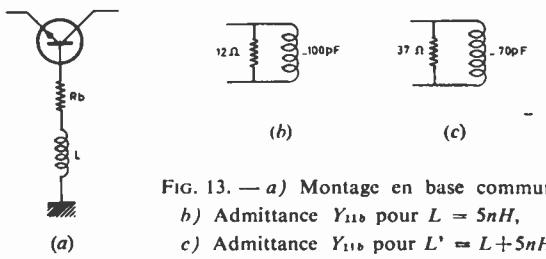


FIG. 13. — *a)* Montage en base commune, *b)* Admittance Y_{11b} pour $L = 5nH$, *c)* Admittance Y_{11b} pour $L' = L+5nH$.

Exemple (fig. 13*a*) : en montage base commune, le transistor BFY 44 a :

$$R_b \# 4\,\Omega$$
$$L \# 5\text{ nH},$$

($L = 5$ nH correspond à 1 cm de fil qui est constitué par les connexions internes et la distance du boîtier à laquelle est faite la mesure).

Son admittance d'entrée Y_{11b}, à 180 MHz, est représentée par la figure 13*b*.

Si on suppose une inductance $L' = L \pm 5$ nH, l'admittance est représentée par la figure 13*b*.

Le réseau d'adaptation devra donc être différent et l'utilisateur devra en tenir compte.

Conclusion

Nous espérons avoir réussi à éclaircir un peu la situation concernant les applications des transistors à fortes puissances en VHF.

Les caractéristiques publiées nous semblent suffisantes pour l'élaboration d'un projet d'amplificateur.

Les exemples pris dans cet exposé concernent le transistor BFY 44 qui permet d'avoir des puissances de l'ordre de 2 à 3 W jusqu'à 200 MHz. Nous avons réalisé par la même méthode des amplificateurs allant jusqu'à 10 W à 200 MHz avec le transistor BLY 19 et des amplificateurs donnant jusqu'à 100 W à 30 MHz avec deux transistors BLY 17 en parallèle (*).

BIBLIOGRAPHIE

[1] Characterization of second breakdown in Silicon Power. Transistors, Application note SMA 21, RCA.

[2] FLETCHER N.H. — *Proc. IRE* Vol. 43 p. 551-559, May 1955.

[3] SCHAFFT and FRENCH. — Second breakdown in transistors. *IRE Transactions on Electron Devices*, March 62.

[4] REICH Band., HAKIM E.B. — New aspects of second breakdown in transistors. *Solid State Design*, April 64, May 64.

(*) Voir l'article de M.M. PARIS et PEUTIN (pp 328 à 340) dans ce numéro de *l'Onde Electrique*.

AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE A TRANSISTORS

PAR

P. PARMENTIER

Ingénieur
Laboratoire Développement Electrique Semiconducteurs
La Radiotechnique (Caen)

1. Introduction

L'utilisation des transistors dans les étages amplificateurs de puissance est beaucoup plus délicate que celle des tubes. Si, pour ces derniers, le dépassement accidentel d'une valeur limite pouvait n'entraîner qu'une modification des caractéristiques ou de la durée, il n'en va pas de même avec les transistors pour lesquels un tel dépassement peut être destructif.

Il est donc indispensable d'établir les projets d'amplificateurs en tenant compte des valeurs limites publiées. On bénéficie alors pleinement des avantages des transistors : fiabilité, réduction d'encombrement, rendement énergétique.

Le but de cette étude est de connaître, au moins approximativement, les régimes électriques les plus courants dans un étage amplificateur grands signaux pour pouvoir en déduire les performances électriques maximales possibles à partir des valeurs limites du transistor.

2. Définition et notation

Dans le diagramme (fig. 1) $I_C = f(V_{CE})$ les courbes principales sont figurées :

1) BV_{CEX} ou BV_{CBO}, courbe d'avalanche lorsque la jonction émetteur-base est polarisée en inverse.

2) BV_{CEO} courbe d'avalanche à courant base nul.

3) BV_{CER} courbe d'avalanche avec une résistance R entre base et émetteur.

Dans les régimes de fonctionnement en classe B ou C, pendant l'intervalle de temps où la jonction émetteur est bloquée, les courbes d'avalanche sont comprises entre les courbes 3 et 1.

4) Courbe $\varepsilon = f(I_C)$ dite de saturation haute fréquence. C'est une courbe analogue aux courbes de saturation statique mais dont la position dépend de la fréquence (relation avec les temps de transit et de désaturation des porteurs dans la base).

5) Parcours idéalisé ou courbe de charge à l'intérieur du transistor, courbe qu'il est nécessaire de connaître, puisqu'elle visualise les régimes électriques.

On appellera :

E : tension de la source continue,

e : tension de déchet ou, plus généralement, tension qui apparaît aux bornes de sortie du transistor lorsqu'il y circule le courant crête I,

$V = E - e$: excursion de tension,

I : courant crête dans le transistor,

I_0 : courant moyen traversant la source continue,

i_n : valeur crête du courant de fréquence nf traversant la charge.

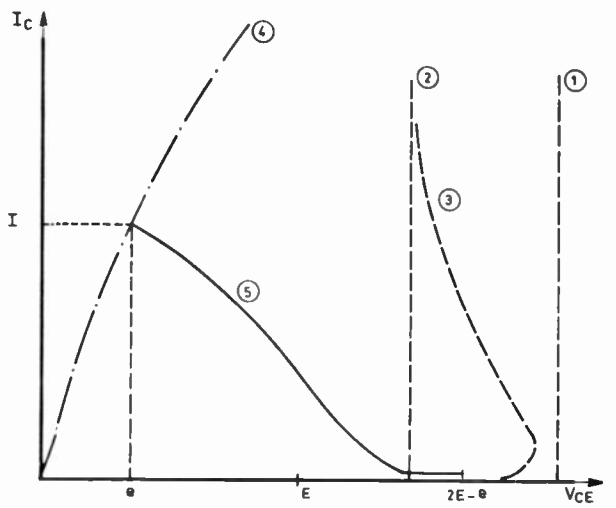


FIG. 1. — Courbes principales de fonctionnement d'un transistor.

6.2.2. *Extension aux signaux forts*

Dans le cas général, une approche de calcul du gain en puissance pourrait consister à intégrer les gains élémentaires le long de l'onde de courant, mais chaque transistor étant un cas particulier ainsi que chaque condition spéciale de polarisation, le calcul serait assez peu rentable.

En dehors des courbes publiées du gain en puissance, il est intéressant de relier le gain en puissance à forts signaux avec les paramètres physiques du transistor.

Cela peut être fait assez aisément moyennant les hypothèses simplificatrices suivantes :

— la fréquence est suffisamment élevée pour que le courant traversant la capacité C_0 de la jonction émetteur soit prépondérant devant celui traversant $r_0 = \dfrac{kT}{qI_E}$.

— $r_{bb'}$ est admis constant ou tout au moins égal à la valeur correspondant à la valeur crête du courant. Si dans ce cas V_{b0} est la prépolarisation initiale de la jonction émetteur-base, comprenant, bien entendu,

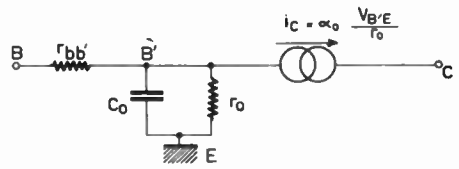


FIG. 13.

la tension de la barrière du potentiel, et si $V_b \sin \omega t$ est la tension appliquée entre base et émetteur (fig. 13), le courant base est, en première approximation, égal au courant traversant C_0 donc :

$$V_b \sin \omega t - V_{b0} = r_{bb'} C_0 \frac{\mathrm{d}V_{b'e}}{\mathrm{d}t} ,$$

$$= r_{bb'} C_0 \frac{r_0}{\alpha_0} \frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}$$

étant donné que :

$$2\pi r_0 C_0 = \frac{1}{f_1} \quad \text{et} \quad \alpha_0 \# 1$$

ou encore :

$$\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t} \# \frac{2\pi f_1}{r_{bb'}} (V_b \sin \omega t - V_{b0})$$

dont l'intégration fournit :

$$i_c = \frac{2\pi f_1}{r_{bb'}} \left(-\frac{V_b \cos \omega t}{\omega} - V_{b0} t + \mathrm{Cte} \right) .$$

Comme le début de l'onde de courant a lieu en un instant t_0 déterminé par :

$$V_b \sin \omega t_0 = V_{b0} \quad \text{ou} \quad \sin \omega t_0 = \frac{V_{b0}}{V_b} ,$$

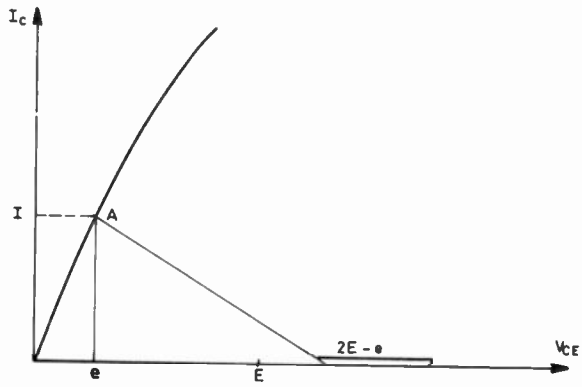


FIG. 14.

on peut déterminer la constante et trouver la forme de l'onde de courant :

$$i_c = \frac{|h_{21e}|}{r_{bb'}} [V_b (\cos \omega t_0 - \cos \omega t) + V_{b0}(\omega t_0 - \omega t]$$

qui est assimilable à une sinusoïde surtout si V_{b0} est petit devant V_b, c'est-à-dire en classe B pure.

Si $V_{b0} = 0$, bien que l'onde d'entrée soit demi-sinusoïdale, l'onde de sortie est entièrement continue.

Le courant crête de cette fonction a lieu pour $\omega t = \pi - \omega t_0$ et a pour valeur :

$$\widehat{i_c} = \frac{|h_{21e}|}{r_{bb'}} [2V_b \cos \omega t_0 - V_{b0}(\pi - 2\omega t_0)]$$

L'écrêtage de I se fera dès que l'on aura atteint la courbe de saturation haute fréquence (point A, fig. 14) et la forme de l'onde de courant deviendra trapézoïdale, la durée du palier étant déterminée par l'intersection de l'équation générale de i_c avec la droite $i_c = I$.

Ces équations permettent donc, en décomposant i_c en série de Fourier, d'avoir les termes intéressants et de calculer, si besoin est, le gain en puissance. En effet le n^e harmonique est :

$$i_n = \frac{2}{T} \int_0^T \mathfrak{I}(t) \cos n\omega t \, \mathrm{d}t$$

d'où l'on déduit :

$$P = \frac{(E-e)i_n}{2} \quad \text{et} \quad G_a = \frac{(E-e)i_n}{2\dfrac{V_b^2}{4r_{bb'}}}$$

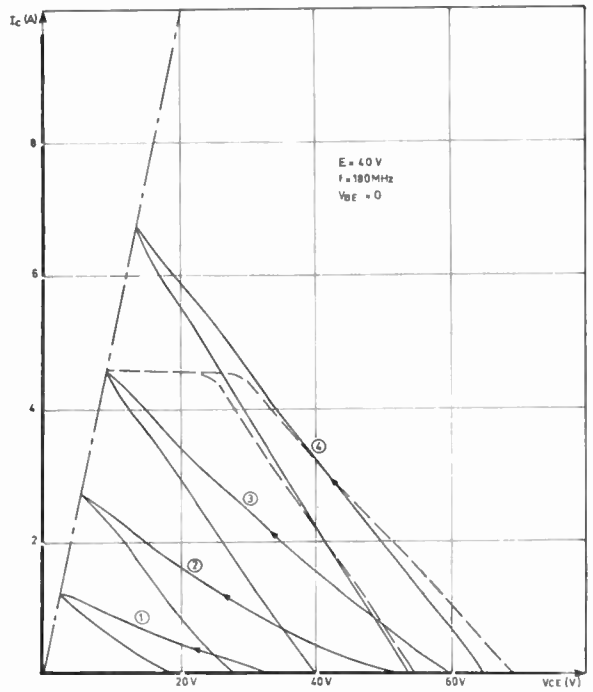


FIG. 15. — Courbe de parcours dans le transistor lorsque la puissance d'entrée augmente, pour $V_{BE} = 0$.

La figure 15 donne les parcours dans le transistor, pour un étage où $V_{BE} = 0$, lorsque l'on augmente la puissance d'entrée en supposant une droite comme courbe de saturation haute fréquence (cas proche de la réalité), le graphique est obtenu à partir des équations et suppositions déjà données. La courbe 3, en pointillé, montre la sursaturation due à une résistance de charge trop élevée.

En fait, on peut se contenter des approximations données par le tableau I si l'on ne désire pas calculer le gain en puissance.

Tous les calculs faits ont pour intention première l'amplification d'un signal f, mais sont évidemment valables dans les calculs des étages multiplicateurs de fréquence.

7. Adaptateurs

La longueur de l'exposé ne permet pas de traiter les systèmes adaptateurs que l'on peut employer. Toutefois on peut dire que leur choix est guidé par les quelques points particuliers suivants :

— valeur des impédances à adapter,

— dispersions autorisées dans les paramètres des transistors et notamment variation des capacités du transistor en fonction de la tension,

— facilités de réglage,

— rejet des harmoniques,

— pertes tolérables.

Citons dans la gamme des adaptateurs utilisés les filtres en Π, T, L, les doubles circuits accordés et les différentes combinaisons de ces circuits entre eux.

8. Modulation

8.1. Modulation de fréquence

La modulation de fréquence ou de phase ne pose pas de problème particulier puisque les circuits ont une bande passante suffisante pour laisser passer les 75 kHz nécessaires ; les régimes de tensions, courants et puissances ne sont pas perturbés par le signal modulateur.

8.2. Modulation d'amplitude

Les problèmes posés ne sont pas différents de ceux rencontrés avec les tubes et le problème à résoudre est toujours celui du maximum de rendement avec le minimum de distorsion. Pour respecter la distorsion minimale, il faudra que les régimes modulateurs ne perturbent pas la forme du courant collecteur et, pour le maximum de rendement, que l'onde atteigne à chaque instant la courbe de saturation haute fréquence.

8.2.1. *Modulation dans la base*

Par variation du rythme, basse fréquence de la tension V_{bo}, on peut jouer sur la forme de l'onde de sortie et avoir un courant crête qui varie au rythme basse fréquence. Malheureusement la distorsion est grande dès que l'indice de modulation devient important et le rendement est faible. Le modulateur ne doit fournir qu'une puissance assez faible.

8.2.2. *Modulation dans le collecteur*

Le fonctionnement est toujours en régime saturé, donc en onde de courant passant alternativement de sinusoïdale à carrée. Le rendement est excellent, par contre la distorsion est élevée et le gain en puissance, très faible, du fait des régimes d'onde carrée. On ne peut obtenir, en général, de taux de modulation important.

8.2.3. *Modulation combinée*

Ce mode de modulation consiste à injecter dans la base une puissance d'entrée variable d'une façon discrète au rythme basse fréquence et à faire varier la tension E à ce même rythme, de façon à ce que le courant crête se situe toujours aux environs de la courbe de saturation haute fréquence ; on obtient un bon rendement et une forme de courbe identique dont l'amplitude varie avec le signal haute fréquence. Le gain en puissance et la distorsion sont très satisfaisants.

La modulation dans la base s'effectue, en fait, à l'aide de la modulation dans le collecteur de l'étage précédent.

Dans le cas de modulation de l'étage par le collecteur, les points particuliers suivants sont à prendre en considération (fig. 16) :

Tension maximale

$$2E(1+m)-e$$

ce qui donne $4E$ si $m = 100\ \%$ et $e = 0$.

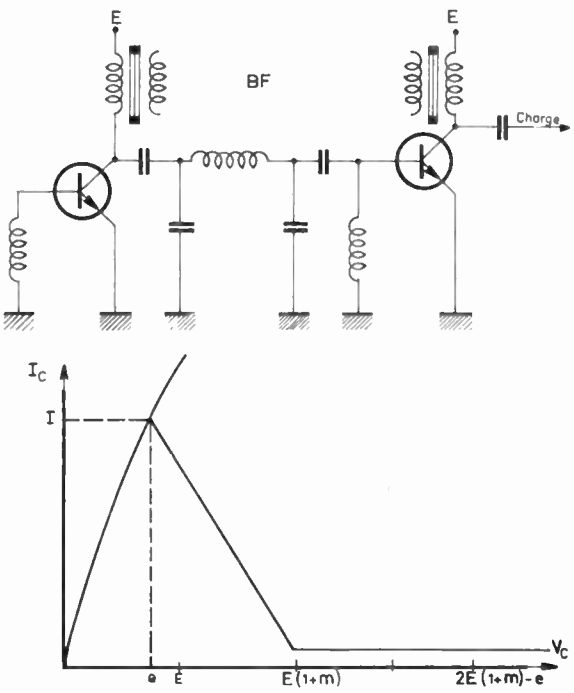


FIG. 16. — Cas de la modulation de l'étage par le collecteur.

Résistance de charge

Elle doit être calculée dans les conditions extrêmes c'est-à-dire avec la tension d'alimentation au pic de modulation $E(1+m)$.

Cette résistance de charge étant connue, on mesure ou on calcule, à partir des équations de la première partie de l'exposé, le gain en puissance, la puissance de sortie P, le rendement η et, lorsque la modulation est appliquée, ces valeurs deviennent :

Etage HF	*modulé*
Courant moyen	I_0
Courant crête moyen	$(1+m)I_0$
Puissance de sortie	$\left(1+\frac{m^2}{2}\right)P$
Puissance continue consommée	$\left(1+\frac{m^2}{2}\right)EI_0$
Rendement	η.
Modulateur	
Courant crête	$(1+m)\,I_0$
Tension crête	mE
Puissance de modulation	$\frac{m^2}{2}EI_0$.

9. Conclusion

A partir des différentes équations et approximations esquissées dans cet exposé, les régimes électriques à l'intérieur des transistors sont délimités, s'ils ne sont pas connus avec précision. En les combinant avec les caractéristiques-limites du transistor, il est possible de projeter un étage amplificateur, en étant à peu près certain d'extraire le maximum de performances d'un élément semiconducteur donné, sans mettre sa durée de vie en péril.

Cet élément peut alors avantageusement remplacer ses aînés, les tubes, par ses performances, sa fiabilité, son encombrement et sa rapidité de réponse, aucune constante de temps thermique n'intervenant lors de la mise en service des ensembles transmetteurs.

BIBLIOGRAPHIE

GOUDET G. — Electronique Industrielle.

CALCUL ET RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS VHF DE PUISSANCE

PAR

P. PARIS et J.-M. PEUTIN

Ingénieurs

Laboratoire Développements Electriques - Semiconducteurs

La Radiotechnique, Caen

A partir des données intrinsèques provenant de l'élément transistor, des limitations inhérentes à cet élément et de l'esquisse mathématique permettant d'avoir un aperçu quantitatif des régimes d'onde de courant, il est possible de projeter une maquette d'amplificateur ou de multiplicateur de fréquence.

Pour limiter la longueur de l'exposé, seuls trois cas ont été traités ici .

A. Un amplificateur à 30 MHz de moyenne puissance, équipé d'un BFY 44 et d'un BLY 19 qui, attaqué par un oscillateur délivrant une puissance de 100 mW, fournit 10 W (gain de 20 dB) avec un rendement supérieur à 50 %.

Performances extrêmes :

Puissance de sortie : 16 W,
Gain en puissance : 15 dB,
Rendement : >50 %.

B. Un amplificateur de puissance à 30 MHz équipé de 2 BLY 17 en parallèle :

Puissance de sortie : 80 W,
Gain en puissance : 7,5 dB,
Rendement : 55 %.

Avec ces deux amplificateurs et un étage oscillateur, c'est-à-dire avec deux BFY 44 (dont un en oscillateur), un BLY 19, et deux BLY 17, on peut réaliser une maquette autonome fournissant près de 100 W avec un rendement supérieur à 50 %.

C. Un amplificateur à 180 MHz équipé d'un BFY 44 :

Puissance de sortie : 2 W,
Gain en puissance : 8 dB,
Rendement : 50 %.

A titre indicatif, ont été aussi réalisés, avec des gains en puissance supérieurs à 6 dB et des rendements plus grands que 40 %, des amplificateurs de caractéristiques ci-après :

Equipement de l'amplificateur	Fréquence	
	180 MHz	300 MHz
1 BLY 14 1 BLY 19	5 W 10 W	3 W 6 W

Bien que la mise en place et le câblage des divers éléments soient d'importance primordiale à cause de la fréquence de travail et que de grandes précautions doivent être prises lors de la conception de tels ensembles amplificateurs, il est possible, en imposant a priori les conditions extérieures, de réaliser d'emblée chaque étage et d'obtenir des résultats pratiques très proches des résultats escomptés.

A. AMPLIFICATEUR DE 16 W DE PUISSANCE À 30 MHz

1. Introduction

L'amplificateur étudié peut délivrer une puissance efficace supérieure à 10 W avec un gain de 20 dB.

Les transistors équipant cet ensemble sont un BFY 44 pour l'étage driver et un BLY 19 pour l'étage de sortie.

La puissance nécessaire à l'entrée est d'environ 100 mW, le rendement global est supérieur à 50 % avec une source d'alimentation de 40 V.

2. Données pour l'établissement du projet

On désire obtenir une puissance minimale de 10 W sur une charge de 50 Ω à partir d'une source de 40 V.

Il faut pouvoir attaquer l'amplificateur avec un générateur classique ou un étage oscillateur délivrant une puissance comprise entre 100 et 300 mW ; l'impédance d'entrée sera égale à 50 Ω.

Caractéristiques principales des transistors à 30 MHz

Grandeurs	Caractéristiques	
	type BFY 44	type BLY 19
F_T	210 MHz	
h_{12b}/ω 20 V 30 mA	33 ps	
P_0	≥2 W	≥10 W
G_p	10 dB	10 dB
η	75 %	75 %
BV_{CER}	>80 V	>80 V
Résist. thermique		
K_{jc}	≤35 °C/W	≤10 °C/W
Embase	TO5	TO60(MT31)

3. Etage de sortie

Le transistor BLY 19 est monté en émetteur commun ($f \ll F_t$) et travaille en classe B ce qui, en plus d'un bon rendement, le protège en cas d'interruption du signal haute fréquence.

3.1. Calcul de la résistance de charge optimale

La puissance délivrée par un transistor en classe B est :

$$P = \frac{1}{2}\frac{V^2}{R_n} .$$

V est l'excursion maximale de tension au collecteur, égale à $E-e$ (fig. 1).

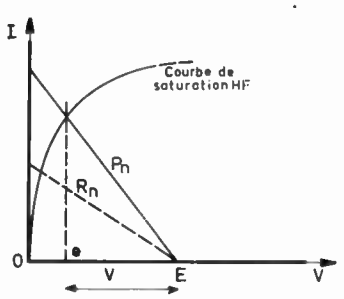


Fig. 1. — Diagramme de fonctionnement.

Dans l'étude mathématique exposée par M. Parmentier il est démontré que :

$$V = \eta\frac{4}{\pi}E .$$

Connaissant cette valeur, la puissance désirée et la tension E, on peut facilement calculer R_n à partir de l'équation précédente :

$$R_n = \frac{1}{2}\frac{V^2}{P} .$$

Dans l'application proposée, on a $P = 10$ W, $\eta = 70$ % et $E = 40$ V ; il vient :

$$V = 36 \text{ V et } R_n = 65\ \Omega ,$$

puissance délivrée par la source E :

$$P_0 = 1/\eta \cdot P = 14{,}3 \text{ W} ,$$

courant moyen I_0 :

$$I_0 = \frac{P_0}{E} = 360 \text{ mA} ,$$

puissance dissipée dans le transistor :

$$P_D = P_0 - P = 4{,}3 \text{ W} .$$

3.2. Refroidissement

La résistance thermique de l'embase MT31 dans laquelle est monté le BLY 19 est de 10 °C/W.

Si on la visse sur un châssis en cuivre rouge de 70 × 230 mm et de 2 mm d'épaisseur, la résistance thermique de l'ensemble est de 15 °C/W.

L'élévation de la température de la jonction collecteur-base sera dans le cas pratique :

$$\Delta T = (K_{jc}+K_{ca})P_D = 15 \cdot 4{,}3 ,$$
$$\Delta T = 65 \text{ °C} .$$

On voit que l'on pourra utiliser l'amplificateur jusqu'à des températures ambiantes assez élevées sans risque pour le transistor.

3.3. Calcul du circuit d'adaptation de sortie

On utilise un circuit en Π passe-bas qui permet d'obtenir le maximum de transfert de puissance en réalisant l'adaptation entre l'impédance R de l'utilisation et la résistance de charge R_n calculée précédemment.

Le calcul général, permettant d'établir les relations utilisées ci-dessous, est traité en annexe, page 339.

On a : $$L_{max} = \frac{\sqrt{Rr}}{\omega} \quad (1)$$

$$C_1' = C_0(1 \pm \delta C_1) \quad (2)$$

$$C_2 = C_0(1 \pm \delta C_2) \quad (3)$$

avec $C_0 = 1/L\omega^2$, et $q = L\omega/R$,

$$\pm\delta C_1 = \sqrt{\frac{r}{R} - q^2} ,$$

$$\pm\delta C_2 = \frac{R}{r}\sqrt{\frac{r}{R} - q^2} .$$

Dans l'application, on obtient $L_{max} = 3.10^{-7}$ H ou 300 nH. On choisit $L = 250$ nH, ce qui conduit à $C_0 = 112$ pF et $q = 0{,}94$, ce qui donne $\pm\delta C_1 = 0{,}65$ et $\pm\delta C_2 = 0{,}5$.

Soit finalement la valeur de :

$$C_1 = 37 \text{ pF} \quad \text{et} \quad C_2 = 55 \text{ pF}.$$

Il faut remarquer que C_2 est constitué, en partie, par la capacité C_{22} du transistor, augmentée éventuellement de la capacité du support utilisé.

4. Driver

Cet étage est équipé d'un BFY 44 monté en émetteur commun et fonctionnant en classe AB ce qui permet d'obtenir la puissance nécessaire à l'attaque de l'étage de sortie tout en conservant un rendement et un gain en puissance intéressant.

4.1. Calcul de la résistance de charge

En utilisant les mêmes relations que dans le cas de l'étage de sortie et en se fixant $E = 30$ V, $\eta = 70$ %, avec $P = 1$ W, on calcule :

$$V = 26{,}5 \text{ V}$$

$$R_n = \frac{1}{2}\frac{(26{,}5)^2}{1} = 350 \ \Omega .$$

Puissance continue délivrée par la source E :

$$P_0 = \frac{1}{\eta} P = 1{,}43 \text{ W} .$$

Le courant moyen I_0 est alors :

$$I_0 = \frac{P_0}{E} = 48 \text{ mA} .$$

4.2. Refroidissement

Puissance à dissiper par le transistor :

$$P_D = P_0 - P = 0{,}43 \text{ W} .$$

L'élévation de température de la jonction collecteur-base sera :

$$K_{ja} = K_{jc} + K_{ca} \# 35 + 150 = 185 \text{ °C/W}$$

$$\Delta T = K_{ja} \cdot P_D = 185 \times 0{,}43 ,$$

$$\Delta T = 80 \text{ °C} .$$

Dans ce cas, aucun refroidisseur n'est nécessaire, le transistor pourra travailler dans une large gamme de température ambiante.

4.3. Circuit d'adaptation de sortie

Afin de diminuer le nombre des composants et de transmettre la puissance à l'entrée de l'étage de sortie dont le fonctionnement en classe B entraîne $V_{BE} = 0$, l'adaptation est réalisée par un transformateur à primaire accordé et secondaire apériodique.

Le collecteur est branché à une prise intermédiaire pour réduire l'influence de la variation de C_{22} sur

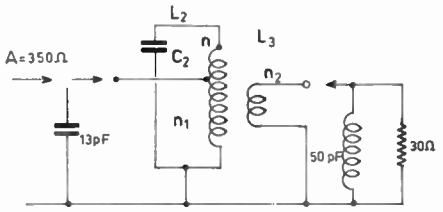


Fig. 2. — Circuit d'adaptation de sortie.

l'accord du circuit, la partie réactive de l'entrée du BLY 19 est compensée par la capacité d'accord (fig. 2).

La mesure de Y_{11e} à 30 MHz pour le BLY 19 à $V_{CE} = 40$ V, $I_C = 350$ mA, indique $g_{11} = 35$ m℧* soit 30 Ω et $C_{11e} = -50$ pF.

La capacité C_{22e} du BFY 44 à 30 V et 50 mA est égale à 13 pF.

On choisit :

$L_2 = 0{,}4$ µH qui résonne avec $C_2 = 66$ pF ; cela conduit, en prenant $n = 12$, aux valeurs $n_1 = 7$ et $n_2 = 2$.

En pratique on cherchera l'adaptation maximale pour obtenir le maximum de transfert de puissance sans rechercher une bonne sélectivité du circuit.

4.4. Circuit d'adaptation d'entrée

L'adaptation entre le générateur et l'entrée du transistor est réalisée au moyen d'un autotransformateur accordé ; la largeur de bande de fréquence n'étant pas prépondérante, on recherchera là également le meilleur transfert de puissance.

La mesure de Y_{11e} à 30 MHz du BFY 44 donne pour $V_{CE} = 30$ V et $I_C = 50$ mA :

$$g_{11e} = 25 \text{ m℧ soit } 40 \ \Omega,$$

$$C_{11e} = -20 \text{ pF}.$$

(*) Dans cet article, le signe ℧ devra être en mho.

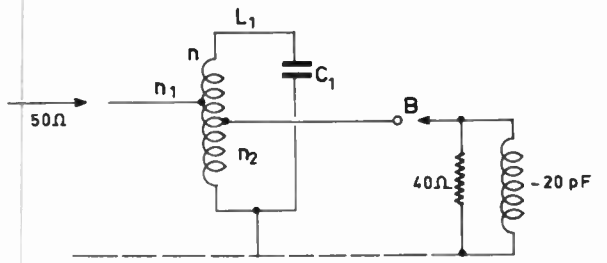


FIG. 3. — Circuit d'adaptation d'entrée.

On choisit $L_1 = 0{,}4\ \mu H$, $C_1 = 66$ pF. Si $n = 12$ il vient :

$$\frac{(n_1)^2}{(n_2)} = \frac{50}{40} = 1{,}25\ ,$$

ce qui conduit, en prenant $n_2 = 3$, à $n_1 \simeq 4$ (fig. 3).

La self d'entrée ramenée aux bornes du circuit oscillant sera compensée par la capacité d'accord.

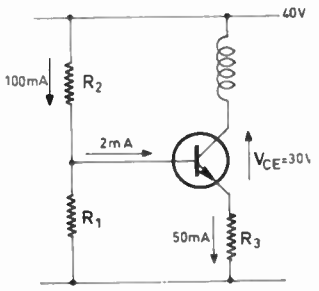


FIG. 4. — Circuit adopté pour l'amplificateur de 16 W à 30 MHz.

4.5. CIRCUIT DE POLARISATION

Le circuit adopté est représenté figure 4. En fonction des paramètres du transistor, le calcul des éléments donne :

$$R_1 = 1{,}2\ k\Omega,$$

$$R_2 = 3{,}3\ k\Omega,$$

$$R_3 = 200\ \Omega.$$

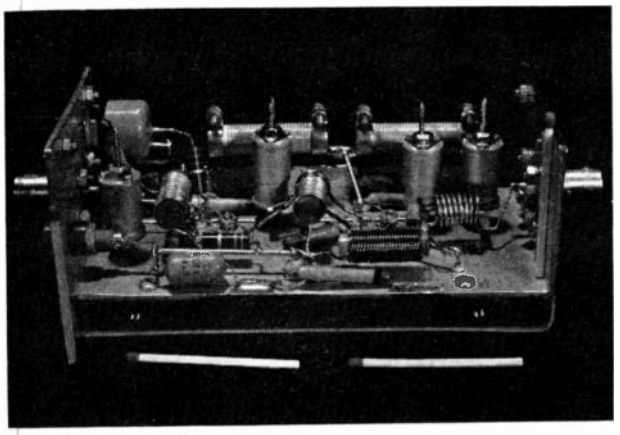


FIG. 6 et 7. — Réalisation de l'amplificateur de 16 W à 30 MHz.

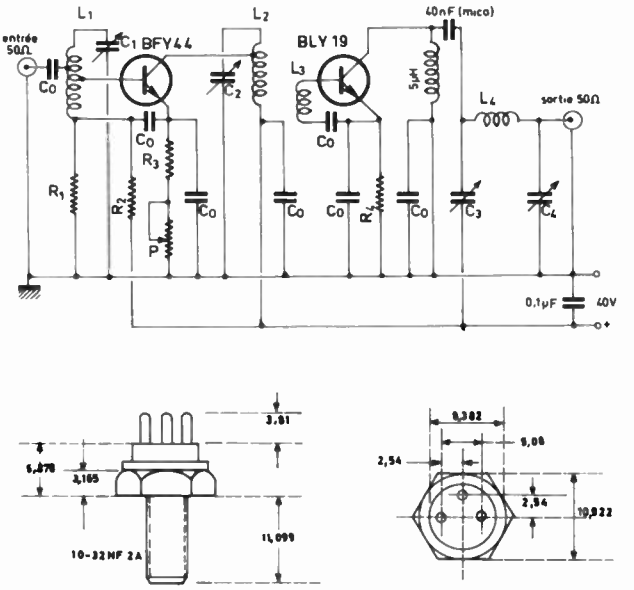


FIG. 5. — Schéma complet de l'amplificateur de 16 W à 30 MHz (en haut).

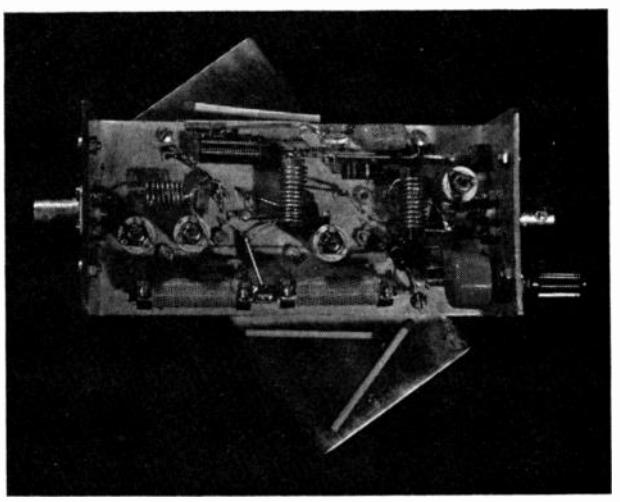
L_1 = 10 spires fil cuivre argenté 10/10, ø 12 mm.
— entrée à 6,5 spires,
— base à 3,75 spires.
L_2 = L_1 : collecteur à 4,75 spires.
L_3 = 2 spires fil cuivre 10/10 émaillé, imbriqué dans L_2 côté point chaud.
L_4 = 5 spires fil cuivre argenté 10/10, ø 12 mm.

C_0 = 6,8 nF.	R_1 = 1 kΩ (0,5 W).
C_1 = 5-60 pF (ajust., à air) + 22 pF (mica).	R_2 = 3,3 kΩ (0,5 W).
C_2 = 5-60 pF (ajust., à air) + 33 pF (mica).	R_3 = 150 Ω (1 W).
C_3 = 5-60 pF (ajust., à air).	R_4 = 20 Ω (4 W).
C_4 = 5-60 pF (ajust., à air).	P = 220 Ω (0,5 W).

Embase MT 31 - JEDEC TO 60 (en bas)

5. Réalisation pratique et conclusion

L'amplificateur réalisé en laboratoire d'après ces calculs (voir fig. 5 à 7) a permis d'obtenir une puissance moyenne de 10 W avec un rendement global supérieur à 55 %; les performances maximales obtenues ont été P = 16 W en augmentant la puissance d'entrée à 200 mW, soit un gain en puissance légèrement supérieur à 15 dB.



Les écarts entre les valeurs calculées et celles déterminées lors de la mise au point sont faibles et dus au fait que la fréquence de fonctionnement n'est pas très élevée.

Cet ensemble peut constituer l'amplificateur d'un émetteur de moyenne puissance à modulation de fréquence ou l'amplificateur d'un émetteur de plus forte puissance (une centaine de watts) équipé de transistors BLY17.

B. AMPLIFICATEUR DE 80 W DE PUISSANCE À 30 MHz

1. But

On veut obtenir une puissance de sortie de 80 W à 30 MHz avec un rendement de 60 % et un gain en puissance supérieur à 6 dB. On dispose d'une alimentation pouvant délivrer plusieurs ampères sous une tension maximale de 50 V, et d'un générateur de puissance moyenne, d'impédance 50 Ω.

2. Choix

Sauf cas particuliers, il est préférable de choisir un fonctionnement proche de la classe B ($V_{BE} = 0$) et de rester dans une plage de fonctionnement à régime sinusoïdal : c'est-à-dire de n'atteindre ni la tension de saturation haute fréquence, ni la tension BV_{CBO}.

Pour une plus grande facilité d'emploi, on aurait tendance à diminuer la tension de polarisation et à augmenter le courant crête dans le transistor pour obtenir une puissance haute fréquence déterminée.

Pratiquement, la courbe de saturation haute fréquence et la variation du gain en puissance, en fonction de la tension, sont deux motifs pour augmenter la tension de polarisation.

En utilisant un transistor BLY17 en émetteur commun, la droite de fonctionnement, permettant d'obtenir la puissance haute fréquence avec un gain

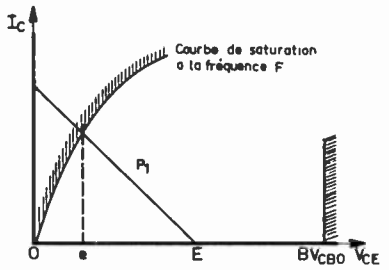


FIG. 8. — Diagramme de fonctionnement.

suffisant, n'est pas limitée pratiquement par la tension BV_{CBO} mais par la courbe de saturation haute fréquence qui tend vers une asymptote horizontale pour les courants élevés (fig. 8).

Cette courbe de saturation haute fréquence est variable avec la fréquence : en première approximation, lorsque la fréquence augmente, sa pente à l'origine et la valeur du courant I_C correspondant à l'asymptote horizontale décroissent, et limitent progressivement la région utilisable du plan $I_C V_{CE}$.

Pour utiliser correctement le BLY17 à 30 MHz en classe B, il est préférable de ne pas admettre, dans le calcul des circuits, un courant crête supérieur à 5 A.

Un rapide calcul permet de connaître la valeur du courant crête et de vérifier si un seul transistor est suffisant pour obtenir la puissance désirée.

2.1. Remarque

Soient :

R : la résistance de charge,

ρ : la résistance présente au transistor (ou pseudo droite de charge),

θ : l'angle de conduction.

L'énergie délivrée par le transistor pendant l'alternance de conduction provoque une période complète d'oscillation de courant dans la charge R.

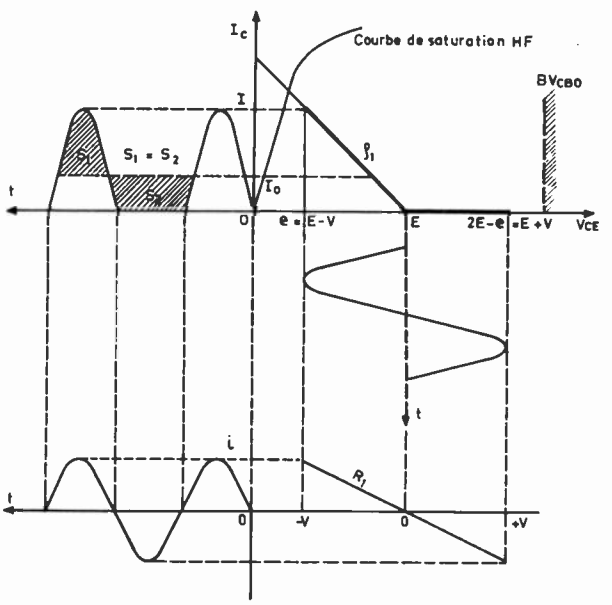


FIG. 9. — Courbes complètes de fonctionnement d'un transistor HF.

Comme l'excursion de tension est la même aux bornes de la charge R et de la résistance ρ présente au transistor, le rapport entre ρ et R dépend directement de la valeur de l'angle de conduction.

Dans le cas de la classe B, $\theta = \pi$ et $\rho/R = 1/2$.

Soient :

i : le courant dans la charge R,

I : le courant-crête dans le transistor,

I_0 : le courant moyen dans le transistor,

V : l'excursion de tension $E-e$,

on a : $i = \frac{V}{R}$, $I = \frac{V}{\rho}$, $V = \sqrt{2PR}$.

En fonction du temps, on obtient les représentations graphiques de la figure 9.

3. Calcul avec un seul transistor

$P_{n=1} = 80$ W, $E = 50$ V, $\eta = 60$ %, $f = 30$ MHz, fonctionnement en classe B.

Régime sinusoïdal.

— L'amplitude maximale V de la tension aux bornes de la charge $R_{n=1}$ est :

$$V = \eta \frac{4}{\pi} E = 38{,}2 \text{ V, d'où } e = E - V = 11{,}8 \text{ V} .$$

— La tension maximale obtenue aux bornes du transistor est :

$$2E - e = 88{,}2 \text{ V.}$$

— La résistance de charge R_1 est :

$$R_1 = \frac{V^2}{2P_1} = 9{,}2\ \Omega .$$

— Etant donné le fonctionnement en classe B, la résistance $\rho_{n=1}$ présente au transistor est :

$$\rho_1 = \frac{R_1}{2} = 4{,}6\ \Omega .$$

— L'amplitude I du courant dans le transistor est :

$$I = \frac{38{,}2}{4{,}6} = 8{,}3 \text{ A} .$$

Cette amplitude maximale du courant étant trop élevée pour avoir, avec un seul transistor, un gain en puissance satisfaisant et un régime sinusoïdal, il faut adopter la solution de deux transistors en parallèle.

Dans ce cas, on peut tenter de diminuer la tension d'alimentation et d'amener chacun des deux transistors à un courant crête proche de 5 A. Un nouveau calcul permet de choisir la tension minimale, en remarquant cependant que la nouvelle charge ρ_1 présente à chacun des transistors n'est plus $R_1/2$ mais R_1.

On a : $E = \frac{\pi}{4} \frac{1}{\eta} V$, avec $V = R_1 I_{max} = \frac{2P_1}{I_m}$

$$E_{min} \# 42 \text{ V}$$

4. Calcul avec deux transistors BLY 17 en parallèle (en classe B, $\theta = \pi$)

Il faut obtenir 80 W avec 60 % de rendement à 30 MHz en disposant de deux BLY17 et d'une tension de 45 V.

4.1. Calcul des tensions, courants et charge de sortie

— L'amplitude V de la tension alternative aux bornes de la charge R_1 est :

$$V = \eta \frac{4}{\pi} E = 34 \text{ V,}$$

d'où : $e = E - V = 11$ V.

— La tension maximale crête aux bornes des transistors est :

$$2E - e = 79 \text{ V.}$$

— La résistance de charge R_1 est :

$$R_1 = \frac{V^2}{2P_1} = 7{,}3\ \Omega.$$

— La résistance présente à chacun des deux transistors en parallèle est également $\rho_1 = 7{,}3\ \Omega$.

— L'amplitude de courant dans chacun des deux transistors est :

$$I = \frac{V}{R_1} = 4{,}66 \text{ A.}$$

— Le courant moyen dans chacun des deux transistors est :

$$I_0 = \frac{I}{\pi} = 1{,}46 \text{ A.} \qquad \text{(classe B)}$$

— La puissance thermique dissipée par l'ensemble des deux transistors est :

$$P_{th} = 2EI_0 - P = \left(\frac{1-\eta}{\eta}\right) P = 53{,}3 \text{ W.}$$

4.2. Problème du refroidissement

Si les deux transistors sont identiques chacun dissipera $P_{th}/2 = 26{,}65$ W.

La résistance thermique jonction-boîtier étant inférieure à 1,5 °C/W, la température de jonction sera au maximum supérieure d'une valeur Δt à celle du dissipateur thermique :

$$\Delta t_{max} = K_{jc\,max} \frac{P_{th}}{2} = 40\ °\text{C.}$$

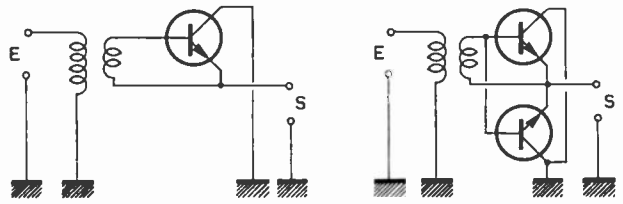


FIG. 10. — Schéma permettant un bon échange thermique. A gauche, montage avec un seul transistor : à droite, montage avec deux.

La température de jonction devant rester inférieure à 175 °C, le boîtier TO36 du BLY17 ne doit jamais atteindre 135 °C.

Si la température ambiante est de 28 °C, il faut que la résistance thermique entre boîtier et ambiante K_{c-a} soit inférieure à :

$$K_{c-a_{max}} = \frac{135-28}{53,3} = 2\ °C/W.$$

Cela suppose, d'une part, une faible résistance thermique boîtier-dissipateur, d'autre part, un dissipateur de grandes dimensions : le plus simple est de fixer le boîtier du transistor au châssis-dissipateur à l'aide d'un montage « émetteur commun - collecteur à la masse ».

Cette disposition conduit à utiliser un transformateur pour transmettre la puissance d'entrée entre base et émetteur. On recueille la puissance de sortie entre émetteur et masse (fig. 10).

4.3. CALCUL DU CIRCUIT D'ENTRÉE

Il faut adapter l'impédance du générateur (50 Ω) à l'impédance ramenée au primaire du transformateur.

Pour compenser les éléments imaginaires du circuit d'entrée (éléments parasites ou non), une solution simple est d'utiliser un condensateur monté en série dans le primaire du transformateur.

Comme il a été démontré dans l'étude précédente (*), il est plus important de connaître la valeur de la self en série dans l'émetteur du transistor que la valeur des éléments R_0 et $1/C_0\omega$ du transistor.

L'embase TO 36 a une self, dans l'émetteur, de l'ordre de 8 nH (mesurée à 4 mm de l'embase car il faut au moins 3 mm pour l'épaisseur du dissipateur thermique).

D'après la formule donnée dans l'article de M. PARMENTIER, la partie réelle de l'impédance d'entrée est, en émetteur commun :

$$r_\Omega = r_{bb'} + L\omega_1.$$

Pour un BLY 17 moyen, les caractéristiques sont :

$$r_{bb'} \# \quad 1\ \Omega,$$

$$F_1 \# 100\ \text{MHz} \quad \text{à} \quad I_C = 1,5\ \text{A},$$

d'où $r = 6\ \Omega$ avec $L = 8$ nH.

A cause du système de refroidissement adopté, il faut éloigner les deux transistors d'une distance supérieure au diamètre de l'embase TO 36. Il en résulte que la connexion qui relie les deux émetteurs a plusieurs centimètres de longueur. Il est très important de prendre comme « point commun émetteur » le milieu de cette connexion. Il y aura ainsi la même self en série dans l'émetteur de chaque transistor : de l'ordre de 28 nH. Il en résulte, pour chaque transistor, une impédance d'entrée de :

$$r = r_{bb'} + L\omega_1 = 18,6\ \Omega.$$

L'ensemble des deux transistors en parallèle a une impédance d'entrée de 9,3 Ω.

Il faut noter que la valeur de $L\omega_1$ est importante et très supérieure aux variations de la valeur de $r_{bb'}$ d'un échantillon BLY 17 à un autre. A condition d'être la même dans chacun des deux émetteurs, cette self « parasite » présente donc l'avantage de répartir d'une manière égale la puissance d'entrée dans les deux transistors. La faible perte de puissance, due au mauvais coefficient de surtension de cette self, peut d'ailleurs être considérée comme négligeable devant les autres causes de pertes du montage pratique.

Une cause de pertes importantes serait l'utilisation d'une ferrite (de qualité insuffisante à 30 MHz) pour tenter d'améliorer le couplage du transformateur : le plus simple est un transformateur à air de 20 mm de diamètre de spires. Le condensateur série permet d'équilibrer les selfs parasites du circuit.

Si l'on choisit un rapport $n = \sqrt{10}$ entre primaire et secondaire, on aura à adapter l'impédance de 50 Ω du générateur à une impédance Z_T réelle ramenée au primaire du transformateur :

$$Z_T = 10 \times 9,3 = 93\ \Omega.$$

Le circuit d'adaptation le plus simple et le plus pratique s'est révélé être le circuit en Π.

4.4. ADAPTATEURS D'IMPÉDANCES. CIRCUITS EN Π

Pour plus de détails sur les calculs, on se reportera à l'étude du cas général donnée en annexe p. 339.

4.4.1. *Entrée* (fig. 11)

$$L_{max} = \frac{\sqrt{R \cdot r}}{\omega} = 362\ \text{nH}.$$

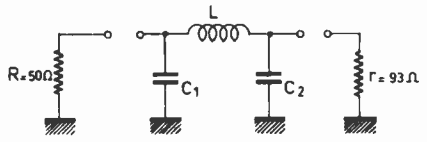


FIG. 11. — Adaptateur d'entrée.

(*) Voir l'article de M. PARMENTIER dans ce numéro, p. 318.

Si $L = 300$ nH avec $Q = 200$ à 30 MHz, on a :

$$C_0 = \frac{1}{L\omega^2} = 94 \text{ pF} \quad \text{et} \quad q = \frac{L\omega}{R} = 1{,}13 ,$$

il vient :

$$\delta C_1 = \sqrt{\frac{r}{R} - q^2} = 0{,}76 ,$$

$$\delta C_2 = \frac{R}{r}\delta C_1 = 0{,}4 ,$$

$$C_1 = C_0(1+\delta C_1) = 165 \text{ pF},$$

$$C_2 = C_0(1+\delta C_2) = 132 \text{ pF}.$$

Pertes dans ce circuit :

$$Q(A-1) = q + \frac{(\delta C_1 + 1)^2}{q},$$

$$A = \frac{P_{\text{entrée de circuit}}}{P_{\text{sortie de circuit}}} = 1{,}02 \equiv 0{,}1 \text{ dB}.$$

4.4.2. *Sortie* (fig. 12)

$$L_{max} = \frac{\sqrt{R \cdot r}}{\omega} = 101 \text{ nH}.$$

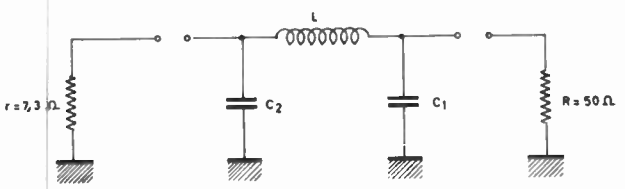


FIG. 12. — Adaptateur de sortie.

Si $L = 90$ nH, avec $Q = 200$ à 30 MHz, on a :

$$C_0 = \frac{1}{L\omega^2} = 312 \text{ pF} \quad \text{et} \quad q = \frac{L\omega}{R} = 0{,}34 ,$$

il vient :

$$\delta C_1 = \sqrt{\frac{r}{R} - q^2} = 0{,}17 ,$$

$$\delta C_2 = \frac{R}{r}\delta C_1 = 1{,}21 ,$$

$$C_1 = C_0(1+\delta C_1) = 370 \text{ pF},$$

$$C_2 = C_0(1+\delta C_2) = 690 \text{ pF}.$$

Pertes dans ce circuit :

$$Q(A-1) = q + \frac{(\delta C_1 + 1)^2}{q},$$

$$A = 1{,}021 \equiv 0{,}1 \text{ dB}.$$

4.5. SCHÉMA COMPLET HAUTE FRÉQUENCE

Dans le schéma donné en figure 13, on note les différents éléments du circuit :

— circuit en Π d'entrée,

— transformateur à primaire accordé série,

— deux transistors BLY 17 en émetteur commun, collecteur à la masse,

— circuit en Π de sortie.

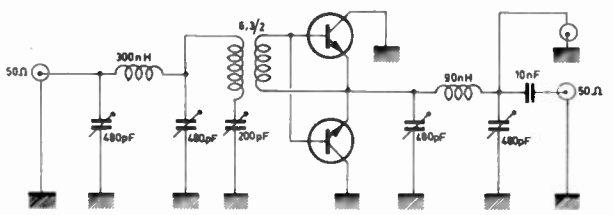


FIG. 13. — Schéma complet de l'amplificateur de 80 W à 30 MHz, utilisant deux transistors.

Il faut remarquer que la valeur du condensateur en parallèle sur les émetteurs est la somme de la valeur du condensateur présent dans le montage (480 pF) et des capacités ramenées par les transistors (210 pF).

4.6. POLARISATION

La tension E est à appliquer en V_{CE}, donc entre émetteur et masse. On a le choix entre un circuit oscillant accordé parallèle, branché à l'émetteur des transistors, et un câble coaxial de longueur électrique $\lambda/4$ fortement découplé à la masse à son extrémité.

L'utilisation d'un circuit de protection à réponse rapide ($t < 250$ µs) évite de détruire les transistors en essai en cas de mauvais réglage ou d'erreur de manipulation.

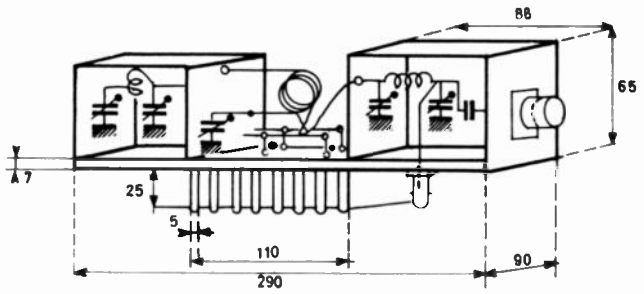
4.7. FILTRES

Si la courbe de saturation haute fréquence est atteinte, il y a production d'harmoniques puisque l'onde n'est plus sinusoïdale. Il est donc utile de disposer en sortie des filtres série ou parallèle, dont les pertes soient aussi faibles que possible pour la fréquence fondamentale.

5. Réalisation pratique et résultats

5.1. DESCRIPTION

Une maquette a été réalisée conformément aux calculs de cette étude. Le dessin et la photo (fig. 14) donnent les détails des éléments mécaniques.



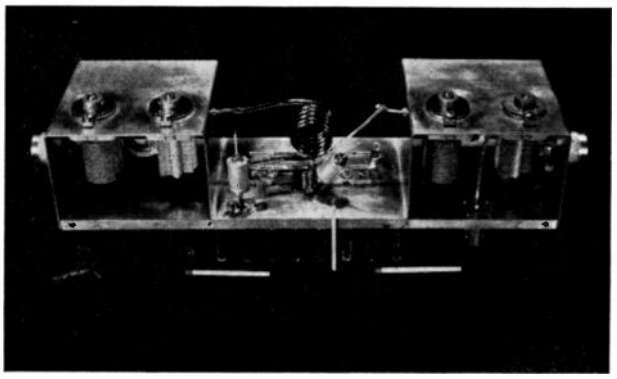


FIG. 14. — Détails de la réalisation de la maquette de l'amplificateur de 80 W à 30 MHz.

La polarisation a été réalisée à l'aide d'un câble coaxial $\lambda/4$. Un filtre en T a été utilisé en sortie pour les mesures sur wattmètre directionnel. Les pertes dans ce filtre étaient de 0,2 dB.

5.2. RÉGLAGES

Il est aisé de vérifier les réglages des circuits adaptateurs d'entrée et de sortie en utilisant un impédancemètre. Le réglage du circuit d'accord de l'enroulement primaire du transformateur ne peut être effectué avec précision qu'au cours des essais afin d'adapter tous les éléments parasites du montage. Le réglage complet du circuit d'entrée est grandement facilité par l'emploi d'un wattmètre directionnel placé entre le générateur et l'amplificateur de puissance.

5.3. RÉSULTATS

a) Nous obtenons le tableau suivant :

	Calculés	Mesurés
Puissance P.....	80 W	80 W
Rendement η	60 %	56 %
Gain G_p	>6 dB	7,5 dB de 30 à 82 W

b) La puissance maximale qu'il est possible d'atteindre sans modification des réglages est de 92 W avec 45 % de rendement, et 6,5 dB : la courbe de saturation haute fréquence est alors atteinte, le fonctionnement glisse vers le régime trapézoïdal et les filtres de sortie sont nécessaires.

c) En maintenant une puissance de sortie inférieure à 82 W, on peut moduler :

— en fréquence : 0,5 MHz de part et d'autre de la fondamentale,

— en impulsions télégraphiques : 100 %, par le générateur,

— en amplitude : 60 %, par le générateur.

6. Conclusion

Cette étude n'est qu'un exemple d'application du transistor BLY 17 et de la manière dont on peut conduire les calculs pour déterminer les éléments d'un montage en fonction de ce que l'on désire obtenir.

Le gain en puissance est encore très satisfaisant à 30 MHz.

Un montage identique a été présenté au Salon des Composants Electroniques en février 1964. Il permettait d'obtenir, sous une tension de 50 V, une puissance de sortie de 110 W à 27 MHz avec un gain en puissance de 8 dB et un rendement de 65 %.

C. AMPLIFICATEUR DE 2 W DE PUISSANCE À 180 MHz

1. But et données pour l'établissement du projet

On désire utiliser un transistor BFY 44 à 180 MHz travaillant en base commune et l'on veut obtenir, à partir d'une source de polarisation de 40 V, une puissance de 2 W sur un circuit d'utilisation d'impédance caractéristique 50 Ω.

Le rendement devra être maximal et le gain en puissance supérieur ou égal à 8 dB, l'impédance d'entrée sera égale à 50 Ω.

Le réseau *puissance de sortie = f (puissance d'entrée)* indique, pour les conditions imposées :

P entrée $\simeq$ 300 mW

I_C = 100 mA à V_{CE} = 40 V soit η = 50 %.

Les admittances d'entrée et de sortie à ce point de polarisation sont, pour la fréquence 180 MHz :

$$Y_{11b} \begin{cases} g_{11b} = 55\ \text{m}\mho, \\ C_{11b} = -90\ \text{pF}. \end{cases}$$

$$Y_{22b} \begin{cases} g_{22b} \simeq 3\ \text{m}\mho, \\ C_{22b} = 11\ \text{pF}. \end{cases}$$

2. Calcul du circuit de sortie

2.1. Résistance de charge alternative

De l'expression de la puissance fournie au collecteur :

$$P = \frac{1}{2}\frac{V^2}{R_n},$$

et de celle donnant la valeur de l'excursion de tension V au collecteur (fig. 15) :

$$V = E - e = \eta \frac{4}{\pi} E,$$

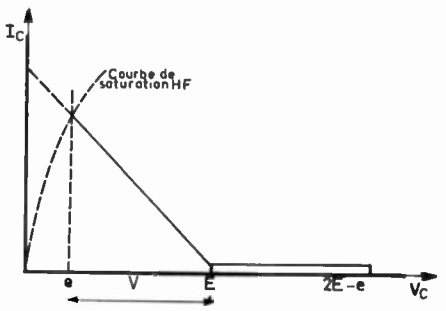


Fig. 15. — Diagramme de fonctionnement.

on peut, à partir des données recueillies, calculer :

$$R_n = \frac{1}{2}\frac{V^2}{P}.$$

Soit, dans l'exemple choisi :

$$V = 0{,}5\,\frac{4}{\pi}\,40 = 25{,}5 \text{ V}$$

$$R_n = \frac{1}{2}\frac{(25{,}5)^2}{2} \simeq 160\ \Omega.$$

2.2. Circuit d'adaptation

On réalise l'adaptation entre la résistance de charge R_n calculée et l'impédance de l'utilisation R au moyen d'un circuit en Π (fig. 16), dont les éléments sont calculés à partir des relations suivantes :

$$L_{max} = \sqrt{\frac{R \cdot r}{\omega}},$$

$$C_0 = 1/L\omega^2, \quad q = L\omega/R,$$

$$C_1 = C_0(1 \pm \delta C_1),$$

$$C_2 = C_0(1 \pm \delta C_2),$$

avec :

$$\pm\delta C_1 = \sqrt{\frac{r}{R} - q^2},$$

$$\pm\delta C_2 = \frac{R}{r}\sqrt{\frac{r}{R} - q^2}.$$

La valeur de L_{max} pour $R_n = r = 160\ \Omega$ et $R = 50\ \Omega$ est, dans ce cas :

$$L_{max} = 80 \text{ nH}.$$

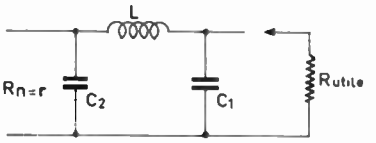


Fig. 16. — Circuit d'adaptation en Π.

Si l'on choisit $L = 60$ nH, il vient $q = 1{,}35$, $C_0 = 14$ pF,

$$\delta C_1 = 1{,}165,$$

$$\delta C_2 = 0{,}36,$$

ce qui conduit à :

$$C_1 = 32 \text{ pF} \quad \text{et} \quad C_2 = 19 \text{ pF}.$$

Cette capacité C_2 sera, en partie, constituée par la capacité C_{22b} du transistor.

3. Calcul du circuit d'entrée

Les valeurs des paramètres Y publiées pour les transistors VHF sont celles obtenues par les mesures effectuées à 3 mm de l'embase du transistor.

En pratique, la longueur du fil reliant le transistor aux éléments du circuit est supérieure à 3 mm et constitue une inductance parasite qui modifie les admittances ramenées aux circuits d'adaptation.

La modification apportée au paramètre Y_{22} n'est pas importante et, dans le cas des étages de puissance, n'intéresse que C_{22}, en général facile à compenser.

La modification apportée au paramètre Y_{11} oblige l'utilisateur à calculer l'admittance équivalente.

La self, constituée par 10 mm de fil de ferronickel doré de 0,4 mm de diamètre, représente environ 5 nH.

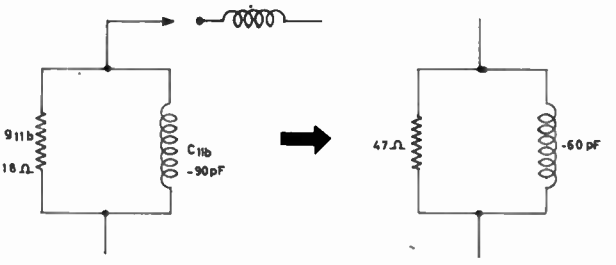


Fig. 17. — Admittance équivalente d'entrée.

3.1. Admittance équivalente d'entrée

Les calculs montrent que pour les valeurs publiées, on obtient avec $l = 5$ nH en série, les valeurs indiquées sur la figure 17.

3.2. Circuit d'adaptation

Dans cette application on peut, étant donnée la faible désadaptation que cela entraîne, relier le générateur directement à l'entrée du transistor en compensant avec une capacité la partie imaginaire :

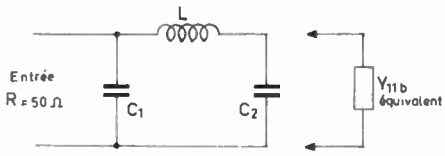


Fig. 18. — Circuit d'adaptation en Π.

on peut également utiliser un circuit en Π si l'on désire une meilleure sélectivité (fig. 18).

Les calculs se font de la même manière que pour le circuit de sortie.

Etant donnée la partie imaginaire importante à compenser, on est obligé d'utiliser une self L beaucoup plus petite que la self maximale.

La valeur obtenue est la suivante :

$$L_{max} = 42 \text{ nH}.$$

On prend $L = 20$ nH, il vient :

$$C_0 = 37 \text{ pF}, q = 0{,}45, \pm\delta C_1 = 0{,}79 \text{ et } \pm\delta C_2 = 0{,}84.$$

Soit finalement :

$$C_1 = 59 \text{ pF} \quad \text{et} \quad C_2 = 61 \text{ pF}.$$

4. Réalisation pratique et conclusion

Le schéma de l'amplificateur de 2 W à 180 MHz calculé ci-avant est donné figure 19 et sa maquette est représentée figure 20.

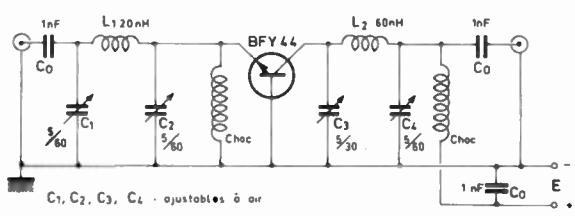
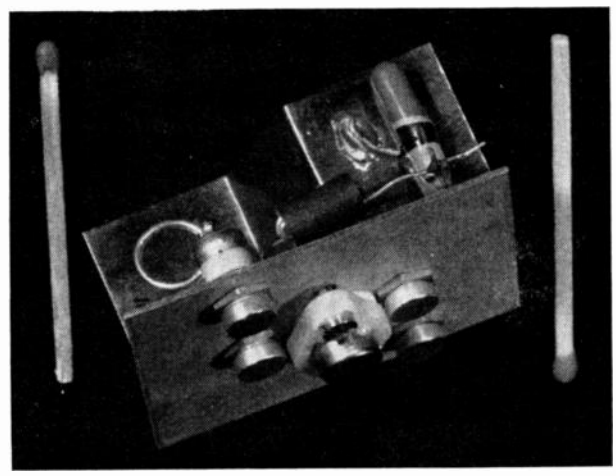


Fig. 19. — Schéma complet de l'amplificateur 2 W à 180 MHz.



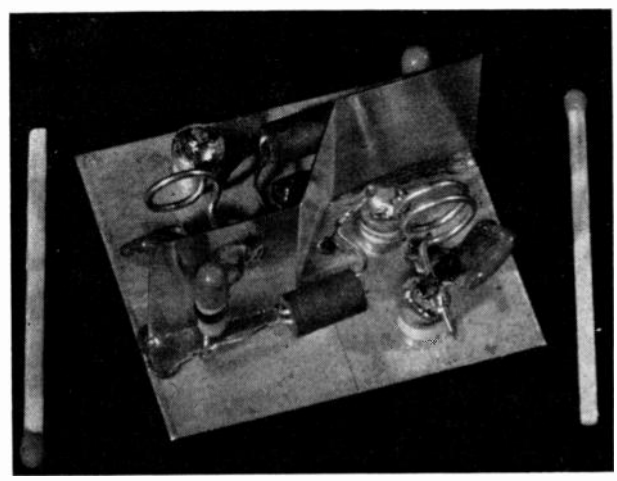


Fig. 20. — Réalisation de la maquette de l'amplificateur 2 W à 180 MHz.

La réalisation cadrera d'autant mieux avec le projet calculé que les composants seront de bonne qualité et le câblage soigné, c'est-à-dire en évitant d'introduire des éléments parasites dont l'influence croît avec l'élévation de la fréquence.

La mise au point est grandement facilitée si l'on dispose d'appareils de mesure des impédances ou admittances en VHF ainsi que de ceux permettant de juger de l'adaptation (wattmètres directionnels).

ANNEXE

Calcul général d'un adaptateur d'impédance par circuit en Π

A une fréquence F, on veut obtenir une résistance r en utilisant une résistance R (antenne fictive, impédance caractéristique de ligne adaptée, charge de wattmètre etc.).

Circuit

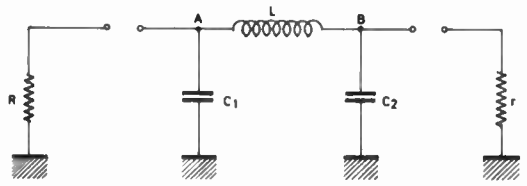


Fig. 1. — Adaptateur d'impédance en Π.

La figure 1 schématise le circuit en Π de l'adaptateur d'indépendance.

Calculs

Si on note : $\omega = 2\pi f$

$p = j\omega.$

L'impédance ramenée en B par r et C_2 est :

$$Z_B = \frac{1}{\frac{1}{r} + C_2 p}.$$

L'admittance présente en A est, lorsque R est débranchée :

$$Y_A = C_1 p + \frac{1}{L_p + \frac{1}{\frac{1}{r} + C_2 p}}.$$

Il faut que l'on ait en A :

$$\frac{1}{R} \equiv C_1 p + \frac{1 + C_2 r p}{L_p(1 + C_2 r p) + r}.$$

$$0 \equiv -L_p(1 + C_2 r p) - r + RLC_1 p^2(1 + C_2 r p) + RC_1 r p + R + C_2 R r p.$$

Les sommes de termes pairs et impairs en p doivent être respectivement nulles.

$$\begin{cases} Lp^2(RC_1 - rC_2) + R - r = 0 & (1) \\ RrLp^2 C_1 C_2 + rR(C_1 + C_2) - L = 0 & (2) \end{cases}$$

En tirant C_2 de (1) et en le portant dans (2) il vient :

$$Lp^2 R^2 C_1^2 + 2R^2 C_1 + \frac{(R-r)R}{Lp^2} - L = 0$$

$$C_1 = \frac{-R \pm \sqrt{Rr + L^2 p^2}}{Lp^2 \cdot R}$$

d'où :

$$LC_1\omega^2 = 1 \pm \sqrt{\frac{r}{R} - \frac{L^2\omega^2}{R^2}},$$

$$LC_2\omega^2 = 1 \pm \sqrt{\frac{R}{r} - \frac{L^2\omega^2}{r^2}}.$$

On pose :

$$q = \frac{L\omega}{R}, \qquad \delta C_1 = \frac{C_1 - C_0}{C_0},$$

$$C_0 = \frac{1}{L\omega^2}, \qquad \delta C_2 = \frac{C_2 - C_0}{C_0}.$$

Il vient :

$$\frac{C_1}{C_0} = 1 \pm \sqrt{\frac{r}{R} - q^2}, \qquad \frac{C_2}{C_0} = 1 \pm \frac{R}{r}\sqrt{\frac{r}{R} - q^2},$$

$$\delta C_1 = \pm \sqrt{\frac{r}{R} - q^2}, \qquad \delta C_2 = \pm \frac{R}{r}\sqrt{\frac{r}{R} - q^2}.$$

Il faut :

$$\frac{r}{R} > q^2 \quad \text{ou} \quad L < \frac{\sqrt{Rr}}{\omega}.$$

Pertes

Si l'on admet que les pertes sont dues à la self dont la résistance série est r_s :

$$Q = \frac{L\omega}{r_s}.$$

Si l'on remplace dans le circuit en Π, RC_1 en parallèle par $R_s C_s$ en série (fig. 2), de valeurs telles que :

$$R_s = \frac{R}{1 + C_1^2\omega^2 R^2},$$

$$C_s = C_1\left(1 + \frac{1}{C_1^2\omega^2 R^2}\right),$$

on obtient :

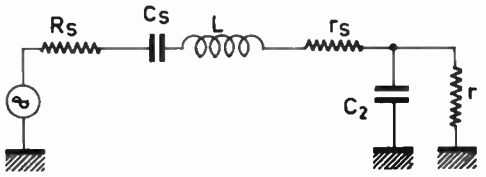


Fig. 2. — Adaptateur en Π : remplacement d'un condensateur et d'une résistance en parallèle par les mêmes éléments en série.

Puissance maximale sans pertes : $\frac{e^2}{4R_s}$.

Puissance maximale avec pertes : $\frac{e^2}{4(R_s+r_s)}$.

Et si

$$A = \frac{\text{Puissance à l'entrée}}{\text{Puissance à la sortie}} = \frac{\text{Puissance sans pertes}}{\text{Puissance avec pertes}}$$

$$A = \frac{R_s+r_s}{R_s} = 1 + \frac{r_s}{R_s},$$

$$A-1 = \frac{r_s}{R_s} = \frac{r_s}{R}(1+C_1^2\omega^2R^2) = \frac{L\omega}{Q}\frac{1+C_1^2\omega^2R^2}{R},$$

$$A-1 = \frac{q}{Q}\left[1 + \frac{1}{q^2}\left(\frac{C_1}{C_0}\right)^2\right],$$

on arrive à :

$$Q(A-1) = q + \frac{(\delta C_1+1)^2}{q},$$

MÉTHODE DE CALCUL :

Calcul de $L_{max} = \frac{\sqrt{R\cdot r}}{\omega}$ et choix de L.

Calcul de C_0 : $LC_0\omega^2 = 1$,

Calcul de q : $q = L\omega/R$.

On peut établir des abaques donnant δC_1 et δC_2 en fonction de q et de r/R. On en déduit rapidement les valeurs de C_1 et C_2. En mesurant Q, on déduit également A.

LES TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE : PROBLÈMES FONDAMENTAUX

PAR

J.M. GOGUE

Ingénieur à la CSF, Puteaux

1. Introduction

Depuis plusieurs années, il existe des transistors qui peuvent osciller jusqu'à une fréquence de 1 000 MHz, mais en fournissant peu de puissance. La fréquence maximale d'un transistor est liée au temps de transit des porteurs, on peut donc augmenter cette fréquence en améliorant la précision des techniques. Les fréquences les plus élevées ont été obtenues jusqu'ici grâce aux techniques de diffusion.

Depuis plusieurs années également, il existe des transistors qui peuvent commuter des courants allant jusqu'à 50 A, mais à des fréquences très basses. Dans ce cas, il importe que la chute de tension dans le transistor soit aussi faible que possible, ce que permet la technique d'alliage dont, par ailleurs, l'imprécision empêche d'atteindre des fréquences élevées.

Dans la recherche des transistors qui associent la puissance et la fréquence, on a été conduit jusqu'ici à tirer le plus grand parti des techniques de diffusion. L'émetteur doit alors être constitué de bandes allongées disposées de façon compacte dans le périmètre de la base, le plus souvent suivant une structure interdigitée. Actuellement, il est difficile de reproduire en série des transistors d'une épaisseur de base inférieure à 1 μ et d'une largeur d'émetteur inférieure à 40 μ, ce qui limite la fréquence de coupure à une valeur comprise entre 250 et 500 MHz. Simultanément, la régularité géométrique obtenue, lors des diverses opérations de fabrication, limite la puissance actuelle à 10 W environ.

Il est bon de chercher de nouvelles solutions capables de concilier les avantages de la diffusion et de l'alliage. Les théories existantes concernent généralement l'une ou l'autre technique et il est nécessaire de trouver des résultats d'une plus grande généralité. C'est ce que nous avons fait en étudiant le taux d'injection et les flux de porteurs dans la base d'un transistor *NPN* de structure indéterminée, avec une application numérique à un transistor connu pour contrôler les résultats. Cette étude s'inscrit dans le cadre de travaux encouragés par le S.T.T.A. et qui ont déjà abouti à la réalisation d'un transistor de 4 W à 250 MHz.

En tout point de la jonction émetteur-base, le courant d'électrons est relié à la différence de potentiel par une relation bien connue. Mais si l'émetteur peut être considéré comme équipotentiel en raison de sa faible résistivité, il n'en est pas nécessairement de même pour la base. Le courant de trous provenant des contacts de base fait varier le potentiel le long de la jonction. La densité de courant d'électrons varie donc, dans une certaine mesure, le long de la jonction. Cette variation peut être calculée à partir des équations qui relient les potentiels, les densités de courant, et les charges. Ce problème n'a pas encore été résolu de façon rigoureuse. Parmi ceux qui l'ont abordé, EMEIS, HERLET et SPENKE [1] ont négligé les charges fixes et tenu compte de la recombinaison (hypothèse de la forte injection). Au contraire FLETCHER [2] et, plus récemment, HAUSER [3] ont négligé la recombinaison et tenu compte des charges fixes (hypothèse de la faible injection). Les hypothèses de FLETCHER sont plus vraisemblables dans le cas du transistor haute fréquence et nous les adoptons ici.

EMEIS et al. traitent le cas d'un transistor allié à base homogène, de dimensions superficielles largement supérieures à la longueur de diffusion (largeur d'émetteur supérieure à 200 μ). Pour une densité de courant de 100 A/cm², la densité des majoritaires dans la base devient très supérieure à sa valeur d'équilibre et la recombinaison électrons-trous dans la base en est la principale limitation. FLETCHER traite le cas d'un transistor similaire, mais pour une densité de courant de 10 A/cm², de sorte que la densité des majoritaires dans la base reste voisine de sa valeur d'équilibre (10^{16} cm^{-3} environ) et que la recombinaison n'intervient pratiquement pas. HAUSER [3] reprend le calcul de FLETCHER dans le cas d'un transistor diffusé, où la concentration des majoritaires à l'équilibre dans la base est beaucoup plus élevée

(jusqu'à 10^{18} cm^{-3}), avec une densité de courant de 150 A/cm^2. Mais il prend, ainsi que FLETCHER, le gain comme valeur du taux d'injection, hypothèse qui n'est certainement pas valable dans le cas d'un transistor diffusé : le taux d'injection est beaucoup plus élevé que le gain. C'est pourquoi nous commençons par calculer le taux d'injection, qui est utilisé par la suite. HAUSER suppose encore que les équipotentielles de la base sont des droites perpendiculaires à la jonction d'émetteur. Au lieu de cette hypothèse restrictive, et certainement fausse dans le cas d'un transistor diffusé, nous supposons (pour conserver un calcul relativement simple) que le potentiel est la somme d'une fonction de x et d'une fonction de y. Nous complétons le calcul du flux de porteurs en montrant que le phénomène d'autopolarisation est responsable de la décroissance du gain à fort courant, ce que HAUSER n'a pas mis en évidence.

2. Mise en équations

Symboles utilisés dans cet article :

q	: charge de l'électron,
ε	: constante diélectrique du silicium,
K	: constante de Boltzmann,
T	: température absolue,
μ_n, μ_p	: mobilité des électrons, des trous,
n, p	: concentration en électrons, en trous,
$N_A(x)$	: concentration en atomes accepteurs (bore),
$N_D(x)$	: concentration en atomes donneurs (phosphore),
$\vec{E}$	: champ électrique,
γ	: efficacité (ou taux) d'injection,
$\vec{j_p}$, $\vec{j_n}$	: densités de courant des trous, des électrons,
j_{ps}	: courant de saturation des trous,
x_B, x_C, y_B, y_C	: caractéristiques dimensionnelles (voir figure 1),
L	: longueur de l'émetteur.

2.1. Equations fondamentales

Transport de charges :

$$\begin{cases} \vec{j_n} = \mu_n q\left(n\vec{E} + \dfrac{KT}{q}\vec{\nabla} n\right), & (1) \\ \vec{j_p} = \mu_p q\left(p\vec{E} - \dfrac{KT}{q}\vec{\nabla} p\right). & (2) \end{cases}$$

Conservation du courant :

$$\begin{cases} \nabla j_n = q\dfrac{\partial n}{\partial t}, & (3) \\ \nabla j_p = -q\dfrac{\partial p}{\partial t}. & (4) \end{cases}$$

Equation de Poisson :

$$\nabla E = \frac{4\pi q}{\varepsilon}(N_A - N_D - p + n). \qquad (5)$$

2.2. Conditions aux limites

Rapportons la section du transistor à deux axes OX et OY (fig. 1), OX est axe de symétrie, OY représente la surface du silicium. Les conditions aux limites concernent la surface : les contacts sont équipotentiels, et sont des « puits » pour les porteurs minoritaires.

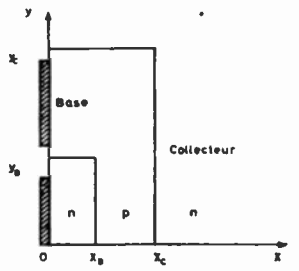


FIG. 1 . — Section d'un transistor rapportée à deux axes.

Soit L la longueur de l'émetteur. Les profils de diffusion sont assez bien connus. Ce sont théoriquement (fig. 2) :

$$-y_B < y < y_B ; \qquad N_A(x) = N_{AS}\ \mathrm{erfc}\ \frac{x}{L_A},$$

$$-y_C < y < y_C ; \qquad N_D(x) = N_{DS}\ \mathrm{erfc}\ \frac{x}{L_D},$$

avec :

$$\mathrm{erfc}\ z = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_z^\infty e^{-u^2}du.$$

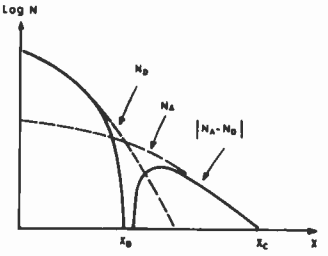


FIG. 2. — Profils de diffusion.

Sauf au bord de l'émetteur ($y = \pm y_B$) où la diffusion est sphérique. Mais nous la négligerons pour l'instant.

2.3. Approximations

Une première approximation consiste à négliger la recombinaison. Elle est justifiée car x_C est, dans tous les cas, bien inférieur à la longueur de diffusion (SPENKE donne une longueur de diffusion de 100 μ pour le silicium), d'autre part, les lignes de courant des minoritaires s'écartent peu de la direction de OX. Quant aux majoritaires, ils se déplacent dans des régions assez fortement dopées pour que la concentration s'écarte peu de la concentration d'équilibre. Les équations (3) et (4) s'écrivent alors :

$$\nabla j_n = \nabla j_p = 0.$$

Nous pouvons aussi admettre la neutralité électrique, c'est-à-dire l'égalité des charges fixes et mobiles en tout point, sauf au voisinage des jonctions.

Nous supposerons encore que le courant d'électrons est parallèle à OX, approximation justifiée par l'existence d'un champ accélérateur dans cette direction. L'équation (1) s'écrit alors :

$$nE_x + \frac{KT}{q}\frac{\partial n}{\partial x} = \frac{j_n}{\mu_n q} \ (= \text{Cte}). \qquad (6)$$

La même hypothèse est valable pour les trous, dans l'émetteur seulement, où l'équation (2) s'écrit :

$$pE_x - \frac{KT}{q}\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{j_p}{\mu_p q} \ (= \text{Cte}). \qquad (7)$$

Dans la base, on peut seulement écrire la projection de l'équation (2) sur Ox :

$$pE_x - \frac{KT}{q}\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{j_{px}}{\mu_p q}. \qquad (8)$$

3. Taux d'injection

Par définition, le taux d'injection est le rapport des courants à la jonction émetteur-base :

$$\gamma = \frac{j_n}{j_p}.$$

Nous allons l'obtenir en calculant le produit np à la jonction émetteur-base de deux manières différentes :

1° Dans l'émetteur, l'élimination de E_x entre les équations (6) et (7) donne :

$$\frac{KT}{q}\frac{\partial(np)}{\partial x} = p\frac{j_n}{\mu_n} - n\frac{j_p}{\mu_p}.$$

Intégrons cette équation entre 0 et x_B :

$$(np)_B - (np)_0 = \frac{1}{KT}\left(\frac{j_n}{\mu_n}\int_0^{x_B} p\,dx - \frac{j_p}{\mu_p}\int_0^{x_B} n\,dx\right).$$

Le terme $\frac{j_n}{\mu_n}\int_0^{x_B} p\,dx$ peut être négligé devant le terme $\frac{j_p}{\mu_p}\int_0^{x_B} n\,dx$, car on peut supposer entre j_n et j_p un rapport maximal de 10^4 et entre $\int_0^{x_B} p\,dx$ et $\int_0^{x_B} n\,dx$ un rapport minimal de 10^6.

$(np)_0 = n_i^2 = 10^{20}$ peut aussi être négligé car $\frac{1}{KT} = 2{,}5.10^{20}$ et $\int_0^{x_B} n\,dx$ est de l'ordre de 10^{16}, ainsi qu'on peut le voir sur la figure 3. Il reste alors :

$$(np)_B = -\frac{1}{KT}\frac{j_p}{\mu_p}\int_0^{x_B} n\,dx. \qquad (9)$$

2° Dans la base, l'élimination de E_x entre les équations (6) et (8) donne :

$$\frac{KT}{q}\frac{\partial(np)}{\partial x} = p\frac{j_n}{\mu_n} - n\frac{j_{px}}{\mu_p}.$$

Intégrons cette équation entre x_B et x_C :

$$(np)_B = \frac{1}{KT}\left(\frac{j_n}{\mu_n}\int_{x_B}^{x_C} p\,dx - \int_{x_B}^{x_C}\frac{j_{px}}{\mu_p} n\,dx\right).$$

Le terme $\int_{x_B}^{x_C}\frac{j_{px}}{\mu_p} n\,dx$ peut être négligé ; en effet il est majoré par $\frac{j_p}{\mu_p}\int_{x_B}^{x_C} n\,dx$, et $\int_{x_B}^{x_C} n\,dx$ est au plus égal à $\int_{x_B}^{x_C} p\,dx$ alors que j_p est au plus égal à $j_n/100$.

Il reste alors :

$$(np)_B = \frac{1}{KT}\frac{j_n}{\mu_n}\int_{x_B}^{x_C} p\,dx. \qquad (10)$$

En éliminant $(np)_B$ entre les équations (9) et (10) nous obtenons :

$$\gamma = \frac{\mu_n}{\mu_p}\frac{\int_0^{x_B} n\,dx}{\int_{x_C}^{x_B} p\,dx}. \qquad (11)$$

S'il y a faible injection, les concentrations en majo-

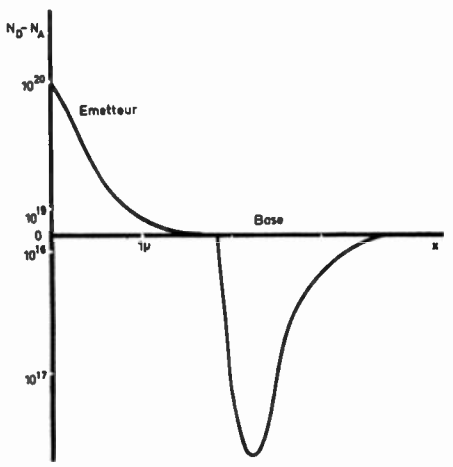


FIG. 3. — Exemple numérique.

ritaires, sont égales aux concentrations en impuretés, et

$$\gamma = \frac{\mu_n}{\mu_p} \frac{\int_0^{x_B} N_D dx}{\int_{x_C}^{x_B} N_A dx}. \qquad (12)$$

Equation qui, à notre connaissance, n'a jamais été publiée.

Cette équation est très générale car elle est valable quels que soient les profils d'impuretés dans l'émetteur et dans la base. Elle conduit aux équations connues dans les deux cas particuliers suivants :

— Jonction abrupte entre deux zones homogènes :

$$\gamma = \frac{\mu_n}{\mu_p} \frac{W_e}{W_b} \frac{N_D}{N_A}.$$

— Profil exponentiel devant une zone homogène :

$$\gamma = \frac{\mu_n}{\mu_p} \frac{W_e}{W_b} \frac{N_D}{N_A} \left(\ln \frac{N_{DS}}{N_A} \right)^{-1}.$$

TRIBES [4] a calculé le taux d'injection du transistor double diffusé avec des approximations exponentielles. L'équation (12) conduit au même résultat.

Nous avons calculé le taux d'injection du transistor double diffusé dans un cas réel et sans approximation. Dans la zone où la jonction est parallèle à la surface du silicium, c'est-à-dire la plus grande partie du transistor :

$$\begin{array}{l} N_{DS} = 10^{20} \; ; \quad L_D = 0{,}8\ \mu, \\ N_{AS} = 5.10^{18} \; ; \quad L_A = 1{,}6\ \mu, \end{array} \qquad \gamma = 1\,000.$$

Les intégrales ont été calculées graphiquement sur les profils de la figure 3.

Au bord de l'émetteur, dans la zone où la jonction s'incurve pour rejoindre la surface, le taux d'injection décroît jusqu'en surface, ainsi qu'on pourrait s'en rendre compte en traçant un profil de concentrations analogue à celui de la figure 3 dans cette région.

Lorsque le courant augmente, il pourrait arriver que la concentration des majoritaires dans la base devienne nettement supérieure à la concentration à l'équilibre. Il y aurait alors forte injection et l'équation (12) ne serait plus valable. Mais nous avons vérifié qu'il n'en est pas ainsi pour le transistor étudié, même aux plus forts courants.

Ainsi, pour $j_n = 2\,000$ A/cm², valeur excessive, et pour l'exemple numérique déjà choisi, l'équation (10) nous donne $(np)_B = 25 \cdot 10^{32}$. A la jonction, n et p sont du même ordre de grandeur, d'où $n \simeq p \simeq 5 \cdot 10^{16}$. Il y a donc forte injection à la jonction même, comme en toute jonction graduelle, mais dans la base, à 0,2 μ de la jonction, les trous reprennent leur concentration d'équilibre. Nous sommes donc toujours dans le cas d'une faible injection.

4. Potentiel de la base

Le but de ce calcul est d'obtenir les densités de courant dans la base, mais il est plus simple de calculer d'abord la répartition du potentiel, les densités de courant s'en déduisent aussitôt.

L'équation vectorielle (2) s'écrit, en projection sur Ox :

$$j_{px} = \mu_p q \left(p E_x - \frac{KT}{q} \frac{\partial p}{\partial x} \right). \qquad (13)$$

Nous supposons, ainsi que le fait SHOCKLEY, que le pseudo-niveau de Fermi est constant dans la charge d'espace. Nous supposons que l'émetteur est équipotentiel, en raison de sa faible résistivité et nous y fixons $V = 0$. x_B étant la limite de la charge d'espace, côté base, l'équation (13) permet d'écrire l'équation classique :

$$j_{px}(x_B, y) = j_{ps} \left(\exp \frac{qV(x_B, y)}{KT} - 1 \right). \qquad (14)$$

D'autre part, l'équation (4) s'écrit :

$$\frac{\partial j_{px}}{\partial x} + \frac{\partial j_{py}}{\partial y} = 0,$$

d'où :

$$j_{px}(x_B, y) - j_{px}(x_C, y) = \int_{x_B}^{x_C} \frac{\partial j_{py}(x, y)}{\partial y} dx,$$

pour $x = x_C$ la concentration en trous est égale à N_A soit environ 10^{15} cm^{-3}. Elle est assez faible pour que : $j_{px}(x_C, y) = 0$, donc :

$$j_{px}(x_B, y) = \int_{x_B}^{x_C} \frac{\partial j_{py}(x, y)}{\partial y} dx. \qquad (15)$$

Eliminons $j_{px}(x_B, y)$ entre (14) et (15),

$$j_{ps} \left[\exp \frac{qV(x_B, y)}{KT} - 1 \right] = \int_{x_B}^{x_C} \frac{\partial j_{py}(x, y)}{\partial y} dx. \qquad (16)$$

L'équation (2) s'écrit, en projection sur Oy :

$$j_{py} = \mu_p q \left[p E_y - \frac{KT}{q} \frac{\partial p}{\partial y} \right],$$

d'où :

$$\frac{\partial j_{py}(x, y)}{\partial y} = -\mu_p q \left[p \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial p}{\partial y} \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{KT}{q} \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} \right].$$

Portons cette expression dans l'équation (16) :

$$j_{ps} \left(\exp \frac{qV(x_B, y)}{KT} - 1 \right) = \mu_p q \int_{x_B}^{x_C} - \left[p \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial p}{\partial y} \frac{\partial V}{\partial y} + \frac{KT}{q} \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} \right] dx. \qquad (17)$$

C'est l'équation différentielle qui permet de calculer V. Pour la résoudre, cherchons une solution de la forme :

$$V(x, y) = V_1(x) + V_2(y)$$

d'où

$$\frac{\partial V}{\partial y} = \frac{dV_2(y)}{dy}.$$

Si elle est compatible avec les conditions aux limites, nous pouvons l'adopter.

D'autre part, nous avons admis que le courant d'électrons dans la base est parallèle à OX. Donc j_n n'est fonction que de Y. Cette particularité nous permettra de simplifier l'équation (17). Exprimons $\partial V/\partial y$ et $\partial^2 V/\partial y^2$ en fonction de j_n :

$$\frac{\partial V}{\partial y} = -\frac{KT}{q}\frac{1}{j_n}\frac{dj_n}{dy}$$

et

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{KT}{q}\left[\frac{1}{j_n}\frac{d^2 j_n}{dy^2} - \left(\frac{1}{j_n}\frac{dj_n}{dy}\right)^2\right],$$

d'autre part, avec l'hypothèse de la neutralité électrique :

$$p = N + n,$$

et le résultat trouvé précédemment (11), s'écrit :

$$np = \int_{x_C}^{x} N dx = j_n A(x) ,$$

nous pouvons exprimer p, dp/dy et d^2p/dy^2 en fonction de j_n :

$$p = N + \frac{A}{N} j_n , \quad \frac{dp}{dy} = \frac{A}{N}\frac{\partial j_n}{\partial y} , \quad \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} = \frac{A}{N}\frac{\partial^2 j_n}{\partial y^2} .$$

Si nous portons ces valeurs de p, dp/dy et d^2p/dy^2 dans l'équation (17), elle se simplifie et il reste :

$$j_{ps}\left(\exp\frac{qV}{KT} - 1\right) = \mu_p q \int_{x_B}^{x_C} N \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} dx .$$

Posons $\rho_B = \left[\mu_p q \int_{x_B}^{x_C} N\, dx\right]^{-1}$ c'est la résistance par carré de la base.

L'équation (17) simplifiée s'écrit alors :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = \rho_B j_{ps}\left(\exp\frac{qV(x_B, y)}{KT} - 1\right) . \qquad (18)$$

C'est l'équation trouvée par FLETCHER dans un cas plus particulier car il suppose que, dans la base, les équipotentielles sont des droites perpendiculaires à la jonction, hypothèse valable pour une base homogène. Donc nous justifions ici l'extension, par HAUSER, de ce résultat au cas d'une base non homogène.

Pour résoudre l'équation différentielle, FLETCHER a considéré un émetteur qui s'étend indéfiniment à partir d'un contact de base. Nous considérons, comme HAUSER, un émetteur compris entre deux contacts de base, ce qui donne un résultat plus proche de la réalité, mais introduit un paramètre supplémentaire.

Dans ce qui suit, V désignera $V(x_B, y)$.

Une première intégration est obtenue en introduisant la composante du champ : $E_y = -\partial V/\partial y$.

L'équation (18) devient :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{\partial E_y}{\partial y} = E_y \frac{dE_y}{dV} = \rho_B j_{ps}\left(\exp\frac{qV}{KT} - 1\right) ,$$

d'où : $$\frac{E_y^2}{2} = \rho_B j_{ps}\left(\frac{KT}{q}\exp\frac{qV}{KT} - V + \text{Cte}\right) . \qquad (19)$$

Soit, avec une bonne approximation, car

$$\exp qV/KT \gg 1,$$

$$\frac{E_y^2}{2} = \rho_B j_{ps}\frac{KT}{q}\left(\exp\frac{qV}{KT} - \exp\frac{qV_0}{KT}\right) . \qquad (20)$$

Nous avons tenu compte des conditions aux limites : pour $y = 0$: $V = V_0$ et $E_y = 0$. Nous devons maintenant intégrer l'équation :

$$\frac{dV}{dy} = \pm\sqrt{2\rho_B j_{ps}\frac{KT}{q}}\exp\frac{qV_0}{2KT}\sqrt{\exp\frac{q(V-V_0)}{KT} - 1} ;$$

en utilisant la variable auxiliaire $\sqrt{\exp\frac{q(V-V_0)}{KT} - 1}$

on arrive au résultat :

$$\exp\frac{qV}{KT} = \exp\frac{qV_0}{KT}\left[1 + \text{tg}^2\left(y\sqrt{\frac{q}{2KT}\rho_B j_{ps}}\exp\frac{qV_0}{2KT}\right)\right] . \qquad (21)$$

La constante d'intégration est nulle car la fonction doit être paire.

5. Courants dans la base

L'équation (21) indique la répartition du potentiel dans la base. Nous en déduisons la répartition du flux d'électrons par l'intermédiaire de la relation : $j_n \simeq j_{ns} \exp qV/KT$:

$$j_n(y) = j_n(0)\left[1 + \text{tg}^2\left(y\sqrt{\frac{q}{2KT}\frac{\rho_B}{\gamma}j_n(0)}\right)\right] . \qquad (22)$$

L'émetteur étant constitué d'une languette de longueur L et de largeur $2y_B$, le courant I_C, qui est égal

au courant d'électrons dans l'émetteur, est égal à :

$$I_C = L\int_{-y_B}^{+y_B} j_n(y)\,dy \ ,$$

$$I_C = \frac{2L\sqrt{j_n(0)}}{\sqrt{\frac{q}{2KT}\frac{\rho_B}{\gamma}}}\ \mathrm{tg}\left[y_B\sqrt{\frac{q}{2KT}\frac{\rho_B}{\gamma}j_n(0)}\right] . \quad (23)$$

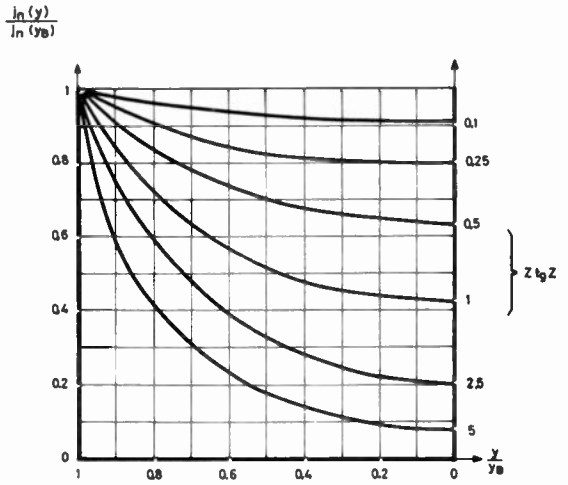


FIG. 4. — Répartition du courant d'électrons dans la base

$$Z\mathrm{tg}\ Z = 10\,\frac{y_B}{L}\,\frac{\rho_B}{\gamma}\,I_c$$

Pour pouvoir donner une représentation graphique simple de $j_n(y)$, posons :

$$Z = y_B\sqrt{\frac{q}{2KT}\frac{\rho_B}{\gamma}j_n(0)} \ . \quad (24)$$

L'équation (23) devient alors :

$$Z\ \mathrm{tg}\ Z = \frac{q}{2KT}\frac{y_B}{2L}\frac{\rho_B}{\gamma}I_C \simeq 10\frac{y_B}{L}\frac{\rho_B}{\gamma}I_C \ , \quad (25)$$

et permet de calculer Z à partir de valeurs numériques connues. L'équation (22) devient :

$$\frac{j_n(y)}{j_n(y_B)} = \frac{1+\mathrm{tg}^2\left(Z\frac{y}{y_B}\right)}{1+\mathrm{tg}^2 Z} \ , \quad (26)$$

cette fonction est représentée graphiquement par la figure 4.

6. Application numérique

Soit un transistor où les profils de diffusion sont ceux de la figure 3. L'émetteur a 100 μ de large et 0,25 cm de long. On y fait passer un courant de 1 A quelle est la répartition de ce courant ?

D'après la figure 3, ρ_B est égal à 1 250 $\Omega/\square$

$$\gamma = 1\,000$$

d'où : $Z\ \mathrm{tg}\ Z = 0{,}25$

La figure 4 donne la répartition du courant.

Dans le même exemple, HAUSER, en remplaçant γ par $1/1-\alpha$ qui est égal à 100, obtient $Z\ \mathrm{tg}\ Z = 2{,}5$ et une répartition du courant beaucoup plus défavorable.

En définitive, le seul point contestable de ce calcul est le suivant : faut-il prendre comme efficacité d'injection une valeur calculée ou une valeur égale à celle du gain mesuré ?

L'expérience nous permettra de faire un choix. En effet, nous avons remarqué que, dans les transistors diffusés, le taux d'injection ne varie pas, même aux plus forts courants. La décroissance du gain en fonction du courant est donc certainement due à l'autopolarisation de la base. Aussi allons-nous calculer la variation du gain intégré en fonction du courant du collecteur et confronter les résultats théoriques avec les résultats expérimentaux.

Le courant de la base se compose d'un courant de surface et d'un courant de volume. Le courant de surface I_{BS} provient de la recombinaison à la limite de l'émetteur et il fait intervenir les deux types de porteurs. Il varie de telle sorte que I_C/I_{BS} est une fonction croissante de I_C. Le courant de volume I_{BV} n'est autre que le courant des majoritaires dans la base, le courant de trous que nous avons déjà rencontré (il s'y ajoute un courant de recombinaison en volume que l'on peut négliger) ; I_C/I_{BV} est une fonction décroissante de I_C.

Le gain intégré $\frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_{BS}+I_{BV}}$ passe donc par un maximum. Nous allons évaluer la fonction I_C/I_{BV} de I_C, c'est-à-dire la partie descendante de la courbe.

Sur la partie latérale de la jonction émetteur-base (fig. 1), la concentration de la base augmente fortement en direction de la surface, ainsi que la densité du courant de trous. Si la jonction était abrupte, cette densité de courant augmenterait dans le rapport des concentrations, c'est-à-dire dans un rapport vingt environ. La jonction est graduelle, mais l'effet est comparable. Nous pouvons donc négliger le courant de trous de la partie frontale de la jonction devant la partie latérale, et écrire que le courant I_{BV} est proportionnel à la densité de courant $j_n(y_B)$ que nous avons calculée (22) :

$$I_{BV} = hLj_n(y_B) \ . \quad (27)$$

D'après les équations (22), (23), (24) et (27), nous obtenons :

$$\frac{I_C}{I_{BV}} = \frac{y_B}{h}\,\frac{\sin Z\cos Z}{Z} \ . \quad (28)$$

Les équations (25) et (28) permettent de tracer la variation de I_C/I_{BV} en fonction de I_C, connaissant les

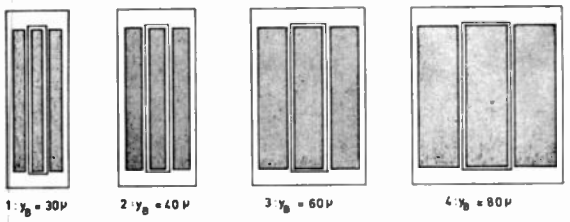


FIG. 5. — Transistors réalisés simultanément avec plusieurs largeurs d'émetteur.

paramètres de diffusion, ainsi que L et y_B. Mais I_C/I_{BV} ne peut être ainsi déterminé qu'à une constante près car nous ne connaissons pas la valeur de h.

Comme vérification expérimentale, nous avons réalisé, côte-à-côte, sur la même plaquette de silicium, quatre types de transistors ne différant que par y_B et dont la géométrie est donnée figure 5. Nous avons mesuré la variation de I_C/I_B en fonction de I_C pour environ 25 transistors de chaque type. Les résultats sont bien centrés dans chaque type et varient nettement d'un type à l'autre, ainsi qu'on peut le constater sur la figure 6.

Au-delà du maximum, les courbes expérimentales coïncident avec les courbes théoriques à condition de choisir une valeur de h convenable. Dans le cas présent cette valeur est d'un micron. La coïncidence

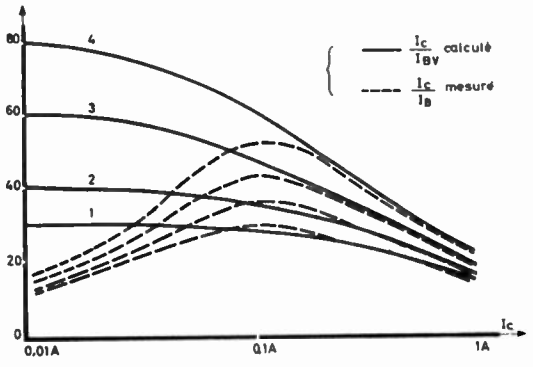


FIG. 6. — Comparaison du gain mesuré avec la fonction $\frac{I_c}{I_{BV}}$

n'est plus possible, si nous donnons au taux d'injection une valeur très différente de la valeur calculée (qui est de mille), et en particulier la valeur adoptée par HAUSER (qui est de cent). Notre hypothèse sur le taux d'injection se trouve ainsi confirmée.

7. Conclusion

Le taux d'injection d'un transistor est donné par une expression simple et générale qui permet de retrouver tous les cas particuliers traités jusqu'ici. Si la concentration en impuretés dans la base est assez grande, le taux d'injection ne varie pas avec le courant, donc n'est pas responsable, comme dans les transistors alliés, de la variation du gain à fort courant.

La répartition des densités de courant dans la base, parallèlement à la jonction, ne dépend pas de la répartition des impuretés dans la base perpendiculairement à la jonction. En effet, nous montrons que l'hypothèse de FLETCHER, selon laquelle les équipotentielles sont perpendiculaires à la jonction, est superflue et que le résultat qu'il donne, dans le cas d'un transistor à base homogène, peut être généralisé.

Dans notre exemple numérique, nous adoptons comme valeur du taux d'injection la valeur mille obtenue par le calcul. HAUSER a adopté la valeur cent, considérée comme une valeur moyenne de gain. Si nous tentons d'expliquer la variation du gain à fort courant par le phénomène d'autopolarisation de la base mis en évidence, la valeur du taux d'injection adoptée par Hauser ne permet pas d'accorder la théorie et l'expérience, alors que la valeur calculée permet d'arriver à un bon accord.

BIBLIOGRAPHIE

[1] EMEIS, HERLET et SPENKE. — The effective Emitter area of power transistors, *PIRE*, juin 1958.

[2] FLETCHER N.H. — Some aspects of the Design of power transistors. *PIRE*, mai 1955.

[3] HAUSER J.R. — The effects of distributed base potential. *IEE Transactions on Electron Devices*, mai 1964.

[4] TRIBES R. — Taux d'injection et capacité de stockage d'un transistor double diffusé. *Annales de Radioélectricité*, janvier 1962.

L'ÉVOLUTION DES DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS A STRUCTURE « THYRISTOR »

PERSPECTIVES D'AVENIR

PAR

Ch. DUFOUR

Directeur du Département Composants Electroniques au Centre de Recherches de la C.G.E.

1. Introduction

La structure *PNPN*, dont les propriétés de basculement naturel, au-delà d'une certaine tension appliquée entre les électrodes extrêmes, peuvent être expliquées par comparaison à deux transistors imbriqués, a été imaginée très tôt, presque dès la découverte du transistor à jonction.

Les premiers dispositifs à deux électrodes *PNPN* ont été ainsi proposés par SHOCKLEY et une des premières utilisations envisagée fut le point de connexion pour commutation téléphonique dans un central électronique. Comme le rapport des impédances présentées par le dispositif *PNPN* en position bloquante et passante n'était pas assez élevé pour un élément au germanium, les études de cette période 1956-1960 se sont orientées rapidement vers les réalisations « silicium ».

L'avancement de la technologie n'était pas alors suffisant pour permettre une bonne reproductibilité des dispositifs diodes *PNPN* que les laboratoires de la Bell Telephone avaient mis au point, et l'ajustement de la tension de basculement s'effectuait, le dispositif terminé, au moyen d'un bombardement d'électrons accélérés par un « Van de Graaf » qui altérait d'une manière contrôlable la durée de vie des porteurs jusqu'à obtention des caractéristiques souhaitées.

L'adjonction d'une électrode de commande sur une des couches intermédiaires allait, tout en compliquant un peu la technologie de réalisation de chaque élément, permettre d'avoir en mains un dispositif beaucoup plus souple et à tension de basculement réglable à volonté.

De tels dispositifs, aussi bien au germanium qu'au silicium virent le jour il y a cinq ou six ans, au niveau de quelques milliampères pour des tensions de basculement variées, de 20 à 200 V suivant les applications visées. Le développement industriel fut cependant assez modéré, les thyristors *PNPN* de très faible puissance se heurtant à la concurrence économique de nombreux autres systèmes de basculement, à commencer par la simple combinaison de deux transistors séparés, chacun d'eux étant déjà fabriqué en très grande série et avec un très bas prix de revient. Parallèlement la solution d'un point de commutation purement électronique destinée aux centraux téléphoniques d'avant-garde fut abandonnée d'une manière à peu près générale, tout au moins pour les équipements à venir au cours des cinq prochaines années.

Il est difficile cependant de prévoir avec certitude l'évolution du marché, les nouvelles techniques d'élaboration des circuits intégrés au silicium permettant d'envisager des réalisations plus économiques que par le passé parce que monolithiques, de matrices de dispositifs *PNPN* de faible puissance. Un regain d'intérêt pourrait donc éventuellement se manifester au cours des années qui viennent.

2. Les thyristors de puissance

Contrairement aux éléments « courants faibles », les thyristors destinés à commander des puissances de l'ordre du kilowatt et, a fortiori, de plusieurs centaines ou milliers de kVA, n'ont plus de concurrent parmi les semiconducteurs, grâce à la propriété fon-

damentale de leur caractéristique $I = f(V)$ qui veut que le produit VI reste toujours petit et que, par suite, l'échauffement dû aux pertes dans le dispositif lui-même demeure également négligeable devant la puissance commandée par l'élément dans le circuit extérieur.

Les thyristors de puissance, toujours au silicium, se sont ainsi développés très régulièrement depuis 1960 sous les noms génériques de SCR (Semiconductor Control Rectifier) aux U.S.A. et Thyristor ou Thyratron à l'état solide en Europe.

Si le premier pas fut le simple remplacement du thyratron à gaz (et en particulier à vapeur de mercure) pour des applications électro-techniques, en bénéficiant de la plus grande commodité d'emploi, les tentatives d'amélioration des caractéristiques, en vue de nouvelles applications en électronique, se sont poursuivies avec succès dans plusieurs directions.

1) Sur la valve à vapeur de mercure, le thyristor ne possède guère que le désavantage d'une tension inverse plus faible. Les efforts d'amélioration ont permis d'aboutir en 1964 à des tensions de basculement de l'ordre de 1 000 à 1 200 V pour des claquages en inverse de 1 400 V. Il est probable que des éléments 1 800 - 2 000 V de tension de basculement pour des courants moyens nominaux de 200 A pourront être prochainement réalisés sur une échelle industrielle. La mise en série de tels éléments, facilitée par des caractéristiques de claquage en « avalanche » permettra alors de mieux concurrencer les valves à vapeur de mercure.

2) Le temps de désionisation de telles valves dépasse en général plusieurs centaines de μs. Le temps équivalent pour un thyristor se situe facilement au-dessous de 100 μs et les études de meilleur compromis entre les différents paramètres des quatre couches *PNPN* ont permis, dès maintenant, d'offrir à l'utilisateur des dispositifs de puissance au niveau de 100 A moyens et descendant au-dessous de 20 μs.

3) Les tubes à gaz ou à vapeurs métalliques ne peuvent revenir à l'état isolant par action sur la grille de commande, il faut impérativement, pour éteindre la décharge, que la tension appliquée sur l'anode s'annule et ne soit pas réappliquée avant que la désionisation ne soit complète.

Bien que de nombreuses difficultés subsistent encore, il n'est pas impossible par nature, comme pour le tube, de bloquer le passage du courant dans un thyristor par seule action sur l'électrode de commande, sans suppression de la tension aux bornes du dispositif.

Les études d'optimisation des caractéristiques d'un thyristor *PNPN* usuel ont ainsi conduit à des éléments spéciaux dit « blocables » (gate turn off), mais pour lesquels le rapport du courant à bloquer à l'énergie minimale nécessitée par la commande de blocage devient d'autant plus mauvais que le courant est plus grand.

Les utilisateurs souhaiteraient évidemment le contraire, mais cette caractéristique désagréable semble inéluctable tant que le dispositif *PNPN* ne comprend que des jonctions de type usuel correspondant à la théorie classique de fonctionnement par analogie avec deux transistors normaux imbriqués et qui sera précisée plus loin dans l'article de M. ROSSETTI sur « L'état actuel du développement des thyristors ».

Dans la publication qui lui fait suite dans le même numéro, M. J.-P. BIET propose une nouvelle voie évitant en principe les écueils précédents, grâce au remplacement d'une des jonctions terminales par une jonction alliée de caractéristiques voisines de celles d'une diode tunnel.

En suivant ainsi l'évolution de ce problème au cours de ces deux dernières années, on peut raisonnablement compter exploiter sur une échelle plus industrielle, d'ici 1968, des thyristors dans les mêmes gammes de caractéristiques qu'aujourd'hui mais beaucoup plus faciles à bloquer.

3. Les thyristors bidirectionnels. Dispositifs nouveaux

En même temps que ces études d'amélioration sur des dispositifs à trois jonctions *PNPN* se développaient, des recherches de laboratoire étaient entreprises sur des dispositifs à quatre jonctions *PNPNP*, en vue de réaliser des thyristors bidirectionnels, donc utilisables en courant alternatif et remplaçant ainsi avantageusement deux thyristors « tête-bêche ». Les premières réalisations de tels « interrupteurs électroniques » ont été simultanément annoncées fin 1963 aux Etats-Unis (BISWITCH, TRIAC) et en France (SYMISTOR), au niveau de 200 V, 5 à 10 A.

Les deux solutions proposées sont d'ailleurs très différentes. Elles font l'objet d'un exposé détaillé plus loin.

Ces nouvelles familles de dispositifs font actuellement leurs premiers pas et donneront certainement lieu à de nombreuses variantes en fonction des utilisations, au cours des cinq années qui viennent.

En particulier, on peut facilement concevoir (si ce n'est facilement réaliser) qu'une augmentation du nombre de jonctions permettra de mieux optimiser la solution des problèmes. Par exemple, la sensibilité de commande peut être dosée indépendamment des autres performances si on dispose d'un transistor auxiliaire intégré au dispositif principal de puissance. On arrive ainsi, de proche en proche, à de véritables *Circuits Intégrés de Puissance* dont le symistor à émetteur auxiliaire n'est qu'un premier exemple.

Il ne fait donc aucun douteque l'avenir nous réserve une ouverture bien plus riche que le simple remplacement des valves et ignitrons par des thyratrons solides et que le développement de cette branche des semiconducteurs affecte l'électronicien au moins au même titre que l'électrotechnicien. C'est la raison pour laquelle la rédaction de *l'Onde Electrique* a voulu réserver aux dispositifs de la famille des thyristors, une place importante dans ce numéro spécial consacré aux Semiconducteurs de Puissance.

ÉTAT ACTUEL DU DÉVELOPPEMENT DES THYRISTORS

PAR

P. ROSSETTI

Chef du service « Développements »

Société Industrielle des Liaisons Electriques (SILEC)

1. Fonctionnement de la structure *PNPN* utilisée dans les thyristors

1.1. Schéma a quatre couches

La très grande majorité des thyristors actuellement fabriqués, possèdent une structure à quatre couches *p* et *n* alternées et, quoique d'autres matériaux puissent être envisagés (voir § 1.2.), ce sont toujours des dispositifs au silicium. Le circuit principal est connecté aux deux couches extrêmes et, en général, une seule des couches intermédiaires est accessible extérieurement. On arrive ainsi aux deux schémas classiques correspondant aux deux structures complémentaires (fig. 1).

Principalement pour des raisons de technologie de diffusions, les réalisations industrielles font, le plus souvent, appel à la structure représentée figure 1A. C'est donc celle-ci que nous décrirons par la suite,

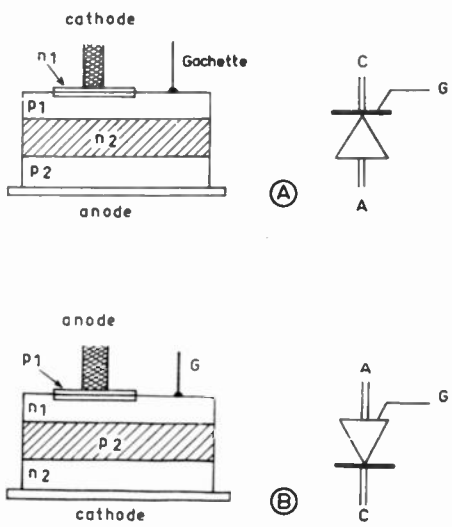


Fig. 1. — Représentation des deux structures complémentaires du shyristor.

les résultats étant semblables en inversant les rôles de n_1 et p_1, p_2 et n_2. La structure complémentaire a été néanmoins développée avec succès et peut présenter dans certains cas des performances intéressantes.

1.2. Analogie avec deux transistors

La structure à quatre couches *p n p n* peut être étudiée en négligeant tout d'abord les effets de géométrie latérale ; c'est-à-dire que l'on est ramené à un dispositif unidimensionnel dont le schéma équiva-

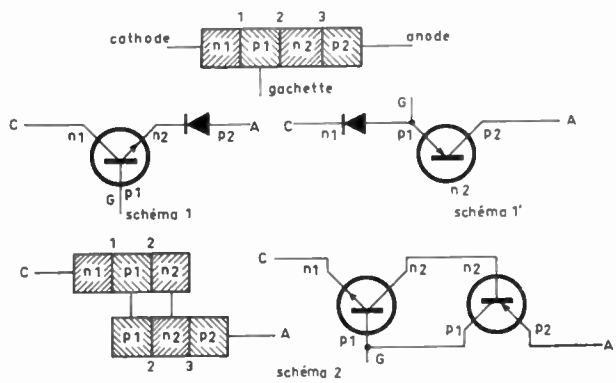


Fig. 2. — Diverses représentations équivalant à un thyristor.

lent peut être représenté de plusieurs manières. En effet, on peut considérer soit un transistor en série avec une diode — et cela de deux façons — soit deux transistors imbriqués. On a alors les schémas équivalents de la figure 2. Chacun d'eux pourra être utilisé selon que l'on s'intéresse au fonctionnement en inverse, en direct bloqué ou en direct passant.

Les schémas 1 et 1′ sont utilisables pour un thyristor polarisé en inverse, c'est-à-dire positif sur *C*, négatif sur *A*. En fait, la jonction 1 (n_1p_1) étant très contaminée, le claquage sera pratiquement égal à celui de

n_2p_2 dans le cas du schéma 1 et on a intérêt pour l'analyse à prendre le schéma 1′ dans lequel le transistor joue un rôle normal jusqu'au claquage final. De plus, le transistor $n_1p_1n_2$ possède un émetteur de faible efficacité ($\gamma_1 < 1$) et les formules usuelles ne lui sont plus applicables, tandis que $p_1n_2p_2$ est proche d'un transistor classique, du type « alliage ».

Le schéma 2, lui, sera choisi pour rendre compte des phénomènes qui se passent quand le thyristor est polarisé dans le sens direct, soit que l'on considère la diode *p n p n* ou que l'on utilise l'électrode de commande. Dans ce schéma équivalent, la jonction 2, dite jonction centrale, est deux fois collecteur.

Thyristor synthétique. La réalisation du schéma 2 à l'aide de deux transistors *n p n* et *p n p* du commerce ne permet pas obligatoirement d'obtenir directement l'effet thyristor souhaité. Il convient, en effet, d'avoir un faible gain à bas courant, ce qui peut être obtenu

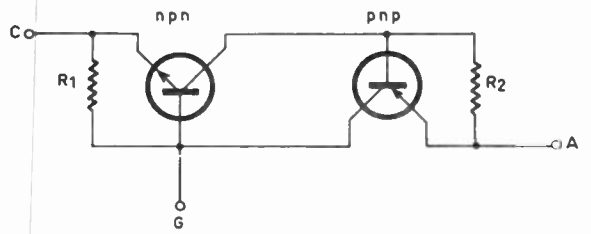


FIG. 3. — Thyristor synthétique composé de deux transistors et de deux résistances.

simplement en plaçant des résistances appropriées en parallèle sur les circuits d'entrées des deux transistors. On obtient alors un dispositif permettant de vérifier les relations élémentaires entre les divers paramètres d'un thyristor (fig. 3).

C'est là une des raisons principales du développement de ces structures en silicium car les transistors silicium donnent spontanément une variation de gain importante avec le courant. Avec l'artifice mentionné ci-dessus, on peut cependant obtenir un effet thyristor avec deux transistors germanium imbriqués. On pourrait penser à d'autres artifices, mais de toute façon le germanium présenterait ses limitations propres.

1.3. Blocage de la tension inverse

L'électrode *A* est polarisée négativement par rapport à *C* (fig. 4). Les jonctions 1 et 3 sont alors polarisées en inverse tandis que 2 l'est en direct. Le claquage de 1 se produit pour une tension faible : une dizaine de volts en général. La jonction 3, au contraire, est réalisée de manière à avoir une tension de claquage élevée, plusieurs centaines de volts, plus de 1 000 V parfois.

Néanmoins, la tension inverse blocable par le thyristor peut être bien inférieure à la tension de claquage de la jonction 3. Et cela pour diverses raisons, les unes étant des phénomènes de surface, les autres inhérentes à la structure *p n p n*. En effet, nous avons dit qu'un thyristor polarisé en inverse pouvait être représenté comme une diode $n_1 p_1$ en série avec un transistor $p_1n_2p_2$, de gain faible il est vrai, mais dont la tension de claquage sera inférieure à celle de p_2n_2 (c'est le même cas que le blocage direct mais en considérant un seul transistor).

De plus, l'épaisseur de la couche n_2 étant limitée, il peut arriver que la zone déserte atteigne la jonction 2 pour une tension inférieure à celle d'avalanche. On a alors le phénomène du « punch through ».

Cependant, bien souvent ce sont les phénomènes de surface qui sont prépondérants. Ceux-ci peuvent être, soit de nature physico-chimique, en groupant sous ce terme les diverses pollutions qui peuvent se produire lors du cycle de fabrication, soit dus à la nature même de la couche d'oxyde formée à la surface par les traitements physiques ou chimiques. Il convient, en particulier, d'obtenir une couche d'oxyde ni poreuse ni hygroscopique et dont la densité en charges électriquement actives est de valeur et de type tels qu'elles ne créent pas de canaux défavorables à la caractéristique inverse (par exemple, un excès de charges positives créera, par influence, une zone *n* de concentration plus forte que le parent, d'où claquage abaissé).

Un autre facteur de grand intérêt, est la considération du champ électrique en surface [1]. A l'intérieur de la jonction, le champ a sa valeur maximale dans la région de haute résistivité, au voisinage immédiat de la jonction. Il peut en être tout différemment à la surface, en particulier selon l'angle que fait cette

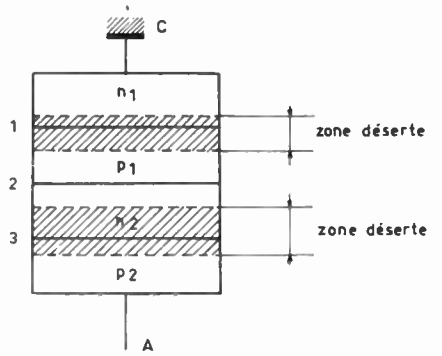


FIG. 4. — Représentation schématique d'un thyristor montrant ces trois jonctions.

dernière avec la jonction. Les claquages se produisent donc, soit à l'intérieur de la jonction, soit au voisinage de la surface, suivant l'intensité du champ électrique dans ces différentes parties.

Plusieurs auteurs ont cherché à calculer la valeur et la répartition de ce champ à la surface, en particulier en fonction de l'angle. Les mesures qui ont été faites sont en bon accord, tout au moins qualitativement avec ces résultats [2]. Il résulte de ces travaux qu'il est possible d'abaisser la valeur maximale du champ en surface à des niveaux bien inférieurs à celui qu'il a, à l'intérieur de la jonction. De plus, la localisation de ce maximum peut ne plus être au voisinage immédiat de la jonction (fig. 5). Ce sont là des paramètres de grande importance, dont une connaissance plus approfondie permet, en particulier, la réalisation de dispositifs à possibilité de surcharges élevées dans la zone bloquée.

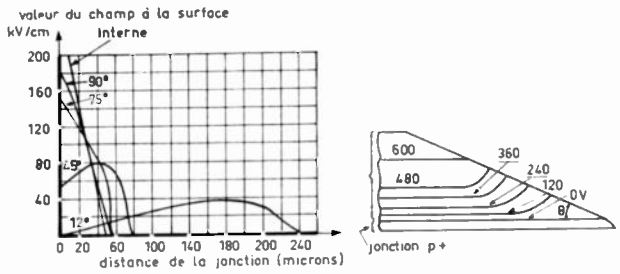


FIG. 5. — Valeur du champ le long d'une jonction p^+n biseautée.

1.4. BLOCAGE DE LA TENSION DIRECTE

1.4.1. Nous utilisons la représentation à deux transistors avec les notations de la figure 6.

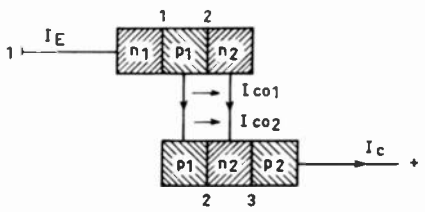


FIG. 6.

Transistor	Emetteur	Gain en courant	Courant de base	Courant de collecteur	Courant de fuites
$n_1p_1n_2$	n_1	α_{12}	$(1-\alpha_{12})I_E$	$\alpha_{12}I_E$	Ico_1
$p_1n_2p_2$	p_2	α_{23}	$(1-\alpha_{23})Ic$	$\alpha_{23}Ic$	Ico_2

On a : $I_E = I_C = I$

et : $(I-\alpha_{12})I_E - I_{CO_1} = \alpha_{23}I_C + I_{CO_2}$

(sans courant de commande)

d'où : $$I = \frac{I_{CO_2}+I_{CO_1}}{1-(\alpha_{12}+\alpha_{23})}$$

Et en posant : $\Sigma\alpha = \alpha_{12}+\alpha_{23}$

$$I_{COT} = I_{CO_1}+I_{CO_2}$$

$$I = \frac{I_{COT}}{I-\Sigma\alpha}.$$

1.4.2. Une autre façon de calculer le courant qui traverse le thyristor en l'absence de courant de commande revient à considérer les courants qui circulent dans la jonction 2 (voir fig. 7).

Ces courants sont I_{COT} et les courants de diffusion $\alpha_{12}I$ (de p_1 dans n_2 donc des électrons) et $\alpha_{23}I$ (de n_2 dans p_1 donc des trous) soit :

$$I = \alpha_{12}I + \alpha_{23}I + I_{COT}$$

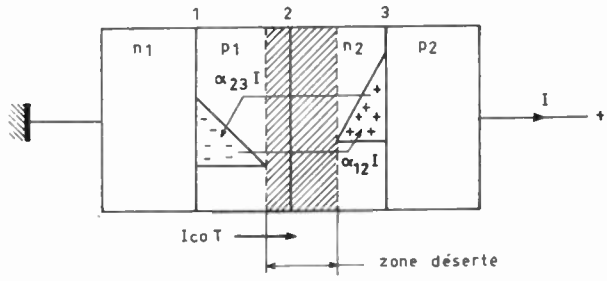


FIG. 7. — Courants circulant dans la jonction 2.

d'où : $I = \frac{I_{COT}}{1-\Sigma\alpha}$ (avec les mêmes notations que ci-dessus).

En fait, il n'est pas tenu compte du coefficient de multiplications, qui pour des tensions voisines du claquage n'est plus égal à l'unité. Ce coefficient qui affecte les courants de diffusion conduira donc à :

$$I = \frac{I_{COT}}{1-\Sigma\alpha M} \qquad (1)$$

Cette équation permet de représenter le courant qui traverse un thyristor en fonction de la tension, et en l'absence de courant de commande, tant que $\Sigma\alpha M$ est plus petit que l'unité : c'est le courant de fuite d'une jonction polarisée en inverse multiplié par le facteur $\frac{1}{1-\Sigma\alpha M}$ (fig. 8).

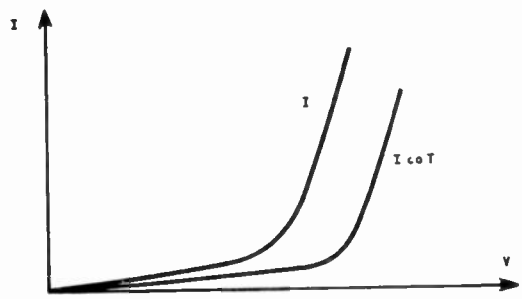


FIG. 8. — Courant traversant le thyristor en fonction de la tension et en l'absence de courant de commande (I) comparé au courant de fuite d'une jonction (I_{COT}).

1.5. RETOURNEMENT [3]

Le gain des transistors varie en fonction du courant principal I traversant le thyristor ; dans la formule précédente $\Sigma\alpha$ dépend de I. Si bien que le courant I s'exprime sous une forme :

$$I = g(I, V)$$

$$dI = \frac{\partial g}{\partial I}dI + \frac{\partial g}{\partial V}dV \quad \text{ou} \quad \frac{dI}{dV} = \frac{\frac{\partial g}{\partial V}}{1-\frac{\partial g}{\partial I}}.$$

Dire que l'on a retournement, c'est dire que $dI/dV = \infty$. Ce qui se produit pour l'une ou l'autre des deux conditions :

1) $\frac{\partial g}{\partial V} = \infty$, 2) $\frac{\partial g}{\partial I} = 1$.

Comme : $I = \frac{I_{COT}}{1 - \Sigma\alpha M}$,

$$\frac{\partial g}{\partial V} = \frac{\frac{\partial I_{COT}}{\partial V}(1 - \Sigma\alpha M) + I_{COT}\frac{\partial \Sigma\alpha M}{\partial V}}{(1 - \Sigma\alpha M)^2} = \infty ,$$

pour : $\Sigma\alpha M = 1$,

$$\frac{\partial g}{\partial I} = \frac{\frac{\partial I_{COT}}{\partial I}(1 - \Sigma\alpha M) + I_{COT}\frac{\partial \Sigma\alpha M}{\partial I}}{(1 - \Sigma\alpha M)^2} = 1 .$$

I_{COT} et M étant indépendants de I, on arrive à la condition :

$$(1 - \Sigma\alpha M)^2 = I_{COT}\, M \frac{\partial \Sigma\alpha}{\partial I} .$$

Cette condition ne peut être satisfaite que si $\partial\Sigma\alpha/\partial I$ est positif, c'est-à-dire que si la *somme* des gains des transistors croît avec le courant.

$\Sigma\alpha M$ est compris entre 0 et 1. En effet des valeurs négatives de $\Sigma\alpha$ ne correspondent à rien et $\Sigma\alpha M > 1$ donnerait à $I = \frac{I_{COT}}{1 - \Sigma\alpha M}$ des valeurs négatives (en fait dans la zone de saturation on a bien $\Sigma\alpha > 1$, mais on a alors $I_{CO} = 0$; α est un α forcé, $M = 1$, si bien que l'équation n'a plus de sens).

Au retournement $\Sigma\alpha M$ est donc inférieur à 1 et ce, d'autant plus que I_{COT} et $\frac{\partial \Sigma\alpha}{\partial I}$ sont forts. Comme on a $dI/dV = \infty$, I croît rapidement ; I_{COT} et M ne bougent pas (V constant) mais $\Sigma\alpha$ continue à augmenter, si bien que I devient beaucoup plus grand que I_{COT} et :

$$\Sigma\alpha M = 1 - \frac{I_{COT}}{I} \longrightarrow 1 .$$

D'où la naissance d'une courbe à résistance négative, puisque, pour I croissant, donc $\Sigma\alpha$ croissant, M doit décroître, c'est-à-dire V, pour que $\Sigma\alpha M$ soit égal à un.

En définitive le critère :

$$(1 - \Sigma\alpha M)^2 = I_{COT} M \frac{\partial \Sigma\alpha}{\partial I} ,$$

définit d'une part le retournement, et d'autre part, la création d'une zone à résistance négative indispensable au fonctionnement en thyristor.

1.5.2. Une autre façon de représenter les choses consiste à résoudre graphiquement l'équation :

$$I = \frac{I_{COT}}{1 - \Sigma\alpha(I)} ,$$

en cherchant les solutions communes aux deux équations :

$$1 - \Sigma\alpha = \varphi_1(I)$$

et : $$\frac{I_{COT}}{I} = \varphi_2(I)$$

Les courbes $\Sigma\alpha = \varphi(I)$ et $1 - \Sigma\alpha = \varphi(I)$ ont les allures indiquées en figures 9 et 10 tandis que les

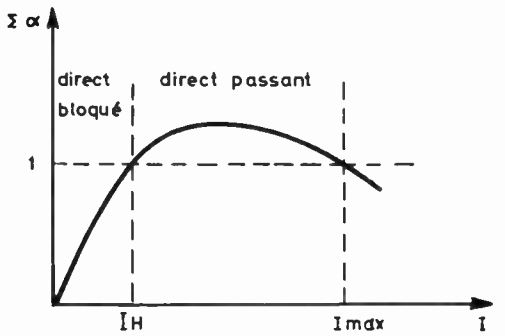


FIG. 9. — Courbe de $\Sigma\alpha$ en fonction de I.

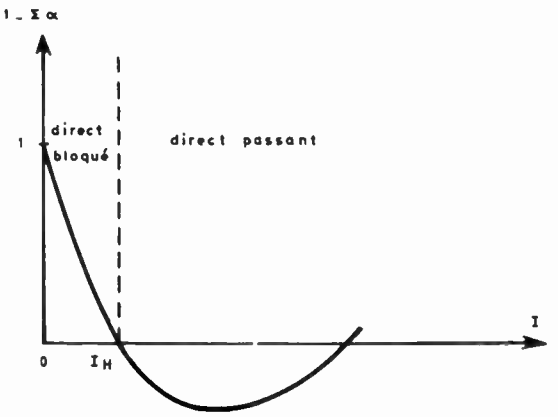


FIG. 10. — Courbe de $1 - \Sigma\alpha$ en fonction de I.

courbes $\frac{I_{COT}}{I} = \varphi_2(I)$ sont un réseau d'hyperboles avec I_{COT} comme paramètre. Les intersections de ces courbes sont les solutions de l'équation

$$I = \frac{I_{COT}}{1 - \Sigma\alpha(I)}$$

(fig. 11). Pour les faibles valeurs de I_{COT} on a deux points d'intersection qui se réduisent à un seul pour une valeur plus élevée de I_{COT}. Ce point de tangence est obtenu pour une valeur de I qui est le courant de retournement I_S.

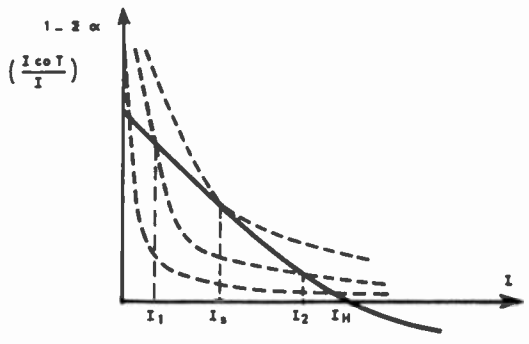


FIG. 11. — Résolution graphique de l'équation $I = \frac{I_{COT}}{1-\Sigma\alpha(I)}$

On peut en effet, facilement vérifier que la condition de retournement définie plus haut :

$$(1-\Sigma\alpha)^2 = I_{COT} M \frac{\partial \Sigma\alpha}{\partial I}$$

est bien une condition de tangente commune entre les courbes $\varphi_1(I)$ et $\varphi_2(I)$.

Cette condition de retournement « en courant » se produit pour une valeur de I en général inférieure à celle correspondant à $1-\Sigma\alpha M = 0$, condition classique de retournement dans la littérature technique (fig. 12).

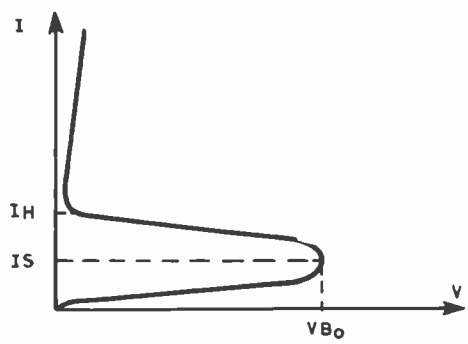


FIG. 12. — Retournement.

Elle permet d'interpréter la résistance négative.

La tension de retournement sera d'autant plus voisine de la tension de claquage que, d'une part I_{COT} sera faible aux températures considérées, et d'autre part, que $d\Sigma\alpha/dI$ et $\Sigma\alpha$ seront faibles. Ce dernier aspect peut être compris par l'examen graphique des courbes ci-dessus, où un tracé logarithmique

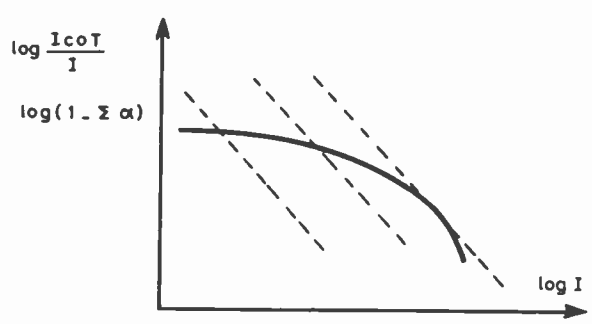


FIG. 13. — Courbes de la figure 11 avec échelles logarithmiques.

transforme les hyperboles en droites (fig. 13). En effet, le point de tangence sera d'autant plus à droite, c'est-à-dire I_{COT} fort, que $1-\Sigma\alpha$ sera plus horizontale ($d\Sigma\alpha/dI$ faible).

Influence du courant de gâchette

Si l'on envoie un courant I_g dans la zone p_1, ce courant multiplié par α_{12} s'ajoute à I_{COT}. On a donc :

$$I = \frac{I_{COT} + \alpha_{12} I_G}{1-\Sigma\alpha} .$$

Le retournement se produira pour une tension inférieure au V_{BO} qui peut devenir très faible (quelques volts) quand $\alpha_{12} I_G$ est égal au courant I_{COT} nécessaire au retournement (I_S).

1.6. Fonctionnement en direct passant

Après le retournement, lorsque le courant I augmente, il arrive un moment où $\Sigma\alpha(I) = 1$ et on a de nouveau $dI/dV = \infty$. On entre dans la zone du direct passant où les transistors élémentaires sont en saturation. En effet, il ne faut pas oublier que p_1 et n_2 jouent un double rôle de collecteur et de base, si bien que le courant de base de chaque transistor est le courant de collecteur de l'autre. Ainsi pour un $\Sigma\alpha$ croissant avec le courant, dès que la somme des gains élémentaires atteint l'unité, le thyristor devient équivalent à deux transistors saturés. La jonction $p_1 n_2$ est polarisée dans le sens injectant, c'est-à-dire que les concentrations de minoritaires y sont plus fortes qu'à l'équilibre thermique. Cela ne veut pas dire qu'elle soit polarisée dans le sens passant conventionnel, puisque le courant qui circule dans cette jonction est opposé à celui correspondant à une diode isolée (fig. 14).

Dans cette zone, l'équation $I = \frac{I_{COT}}{1-\Sigma\alpha M}$ n'est plus utilisable. En effet, $\Sigma\alpha$ n'a plus de sens puisque

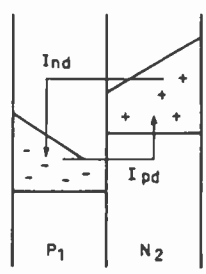


FIG. 14. — Jonction $p_1 n_2$ en « direct passant ».

l'on est en saturation (α est plutôt un « α forcé ») $M = 1$ et I_{CO} est nul ($V_2 \geqslant 0$).

Ainsi dans le direct passant, il y a une différence fondamentale entre un transistor et un thyristror (alors qu'ils pouvaient être examinés de la même façon en direct bloqué), la possibilité d'avoir un courant fort et $M = 1$ simultanément permettant des chutes de tension faibles.

A la limite on aura $V \simeq V_1 \simeq -V_2 \simeq V_3$. Le thyristor

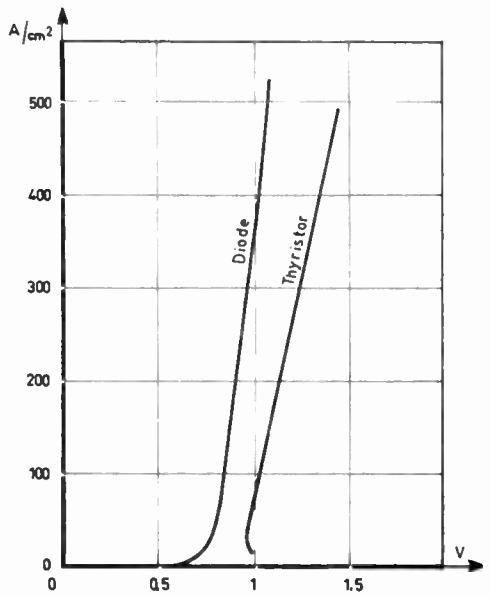


FIG. 15. — Comparaison entre la chute en direct d'une diode et d'un thyristor.

tendra vers une caractéristique de diode. La figure 15 permet de comparer les chutes en direct d'une diode et d'un thyristor ayant des surfaces de jonction équivalentes.

A fort niveau, les effets parasites des résistances série et de non-validité des hypothèses simplificatrices entreront en jeu.

A niveau moyen et faible, les transistors ne seront pas parfaitement dans la saturation si bien que V sera supérieur à la tension d'une diode idéale pour le même courant.

1.7. MESURE DES PARAMÈTRES EN RÉGIME CONTINU

La méthode la plus représentative consiste à utiliser un traceur de courbes oscillographique permettant d'afficher les différents réseaux relatifs aux caractéristiques d'entrée et de sortie des thyristors. Cette méthode permet, en effet, non seulement de mesurer ces diverses grandeurs avec une précision souvent suffisante, mais encore, de vérifier d'un seul coup d'œil les anomalies ou instabilités éventuelles.

1.7.1. *Tension inverse de crête, V_{BO}, I_S, I_H*

Tous ces paramètres peuvent être lus en même temps en appliquant une tension sinusoïdale entre anode et cathode et en affichant la tension aux bornes du thyristor en horizontale et le courant qui le traverse en verticale (fig. 16). Il faut que le circuit limite le courant à une valeur raisonnable, mais cependant supérieure à I_H.

Durant ces mesures, il convient de préciser l'impédance du circuit de commande. En effet, les résultats, particulièrement en V_{BO}, peuvent être différents selon que la gâchette est « en l'air », ou reliée par une résistance plus ou moins importante à la cathode (ou à l'anode, selon qu'il s'agit d'un $n\,p\,n\,p$ ou d'un $p\,n\,p\,n$).

Pour comprendre cet effet il faut faire intervenir des modèles plus élaborés que le simple modèle unidimensionnel exposé jusqu'ici, mettant en jeu, en particulier, les effets de géométrie latérale.

1.7.2. I_g, V_g

Le courant de commande dépend assez peu de la tension appliquée aux bornes du thyristor, dans ses limites d'utilisation. On peut donc choisir cette tension et, par commodité de mesure, on se limite en général à des tensions de l'ordre de 10 à 20 V. On peut afficher sur l'écran soit I_c/I_g, soit I_g/V_g. V_g doit être lu au point de déclenchement, car cette valeur varie avec le courant principal.

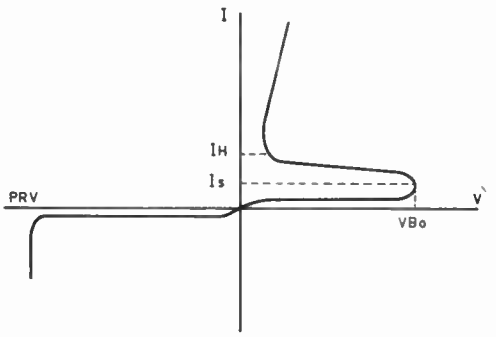


FIG. 16. — Mesure des paramètres, V_{BO}, I_S et I_H.

1.7.3. V_F

La valeur de V_F peut être définie, soit pour un courant continu spécifié, soit en valeur crête pour un courant sinusoïdal correspondant au courant nominal, soit en valeur moyenne pour ce même courant. Cette dernière valeur est à prohiber, car peu représentative de la chute de tension réelle.

Toutes ces mesures peuvent être effectuées, soit à la température ambiante (20 à 25 °C), soit à d'autres températures spécifiées. On ne dépasse que rarement 125 °C dans l'état actuel.

1.7.4. *Valeur nominale du courant d'un thyristor. Puissance dissipée*

Elle peut être donnée soit en courant continu, soit en valeur efficace ou moyenne d'un courant sinusoïdal de 180° d'angle d'ouverture. Pour les autres valeurs de l'angle d'ouverture, le courant moyen est réduit, pour tenir compte de la chute de tension V_F en fonction du courant crête (fig. 17). Un usage s'est répandu

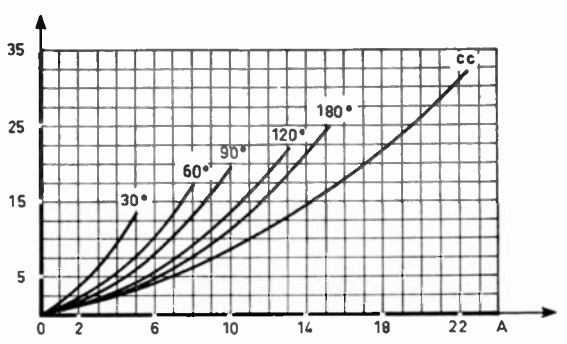


FIG. 17. — Puissance dissipée en fonction de l'angle d'ouverture (TR silec).

qui tend à spécifier les thyristors en courant efficace pour leur valeur nominale.

Pour un courant sinusoïdal on a :

$$I_{moy} = \frac{I_{crête}}{\pi}$$

$$I_{eff} = \frac{I_{crête}}{2} = \frac{\pi}{2} I_{moy}$$

1.7.4. *Résistance thermique jonction-boîtier*

Cette mesure est très délicate à réaliser dans le cas des thyristors car si la mesure de la température du boîtier ne présente pas de difficulté particulière, il n'en est pas de même en ce qui concerne la température de jonction en fonctionnement. Le repérage de celle-ci doit être fait en utilisant la variation d'un des paramètres du cristal avec la température (par exemple la chute de tension anode - cathode ou celle de la jonction cathode - gâchette, pour un courant donné). Mais ces variations doivent être préalablement notées avec soin car des phénomènes secondaires peuvent perturber sensiblement les résultats déduits de la théorie simple de la jonction. Enfin, il convient de s'assurer que la mesure effectuée concerne bien la valeur crête de la température de jonction ; mais la difficulté est commune à toutes les mesures de résistance thermique.

2. Fabrication des thyristors

Si les utilisations et les techniques d'encapsulation des thyristors de moyenne et de forte puissance s'apparentent à celles des diodes de même catégorie, bien des points dans leur conception et leur technologie font appel à des considérations plus voisines de celles des transistors. Et les derniers développements de ce dispositif — thyristors à ouverture par la gâchette, thyristors planar, etc. — conduisent à des techniques de plus en plus délicates.

Le processus de fabrication comprend les étapes principales suivantes : réalisation du sandwich *p n p*, formation de l'émetteur supérieur, prises de contact et encapsulation.

2.1. Sandwich *p n p*

Le matériau de base, qui constituera la couche n_2 doit être choisi en fonction du dispositif recherché. Le plus souvent ce sera du silicium de type *n*, dont la résistivité est comprise entre 10 et 50 Ω·cm selon la tension de blocage désirée. Plus la résistivité est élevée, plus haute sera la tension de claquage, mais aussi plus la zone déserte s'étendra, ce qui conduit à choisir des épaisseurs plus grandes dont l'influence sur la chute de tension à l'état passant et le « turn off » sont défavorables. Il y a là un compromis à réaliser, compromis qui ne permet pas d'espérer qu'il soit possible, avec la structure *p n p n*, de dépasser des tensions de 1 500 à 2 000 V sans sacrifier les autres performances (fig. 18).

Les deux couches p_1 et p_2 sont obtenues simultanément (dans la majorité des cas) par une diffusion d'impuretés convenable, bore, gallium. La concentration en surface (C_S) de ces impuretés est conditionnée, d'une part, par la possibilité d'inversion de cette couche pour former l'émetteur supérieur, et d'autre part, par la résistivité souhaitée de la couche p_1 (« sheet ρ »). Les valeurs pratiques sont $C_S = 10^{17}$ à 10^{19} atomes par centimètre cube, ce qui conduit, avec les épaisseurs considérées, à des « sheet ρ » de quelques milliers d'ohms à 50 Ω environ.

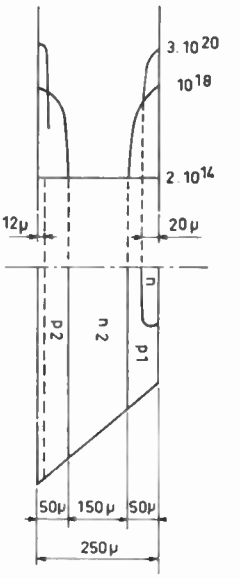


Fig. 18.
Distribution des impuretés.

Le gallium est l'impureté type couramment utilisée pour cette première diffusion. La technologie peut être soit le tube scellé (l'oxyde de bore et les tranches de silicium sont enfermés dans un même tube), soit le gaz porteur (les tranches de silicium sont placées dans un tube balayé par un gaz contenant l'impureté). Les températures de diffusion sont de l'ordre de 1 200 °C. L'avantage de la diffusion du gallium vient de la relative facilité avec laquelle il est possible d'obtenir les C_S recherchés. Un inconvénient tient au fait que le gallium traverse les couches de silice, ne permettant pas ainsi la réalisation de diffusions localisées ; si bien que, pour les structures plus complexes, on utilisera plutôt des diffusions au bore.

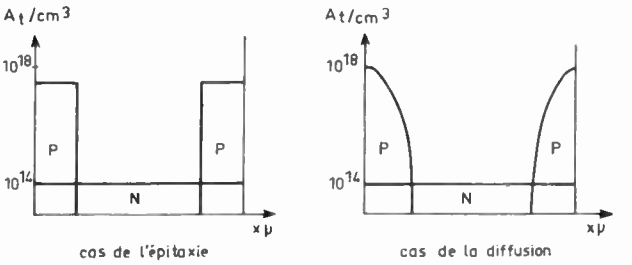


Fig. 19. — Exemple de structure d'un thyristor (Sandwich *p n p*).

Un autre procédé permettant de réaliser le sandwich *p n p* consiste à déposer sur chaque face du « parent » un silicium convenablement dopé, par dépôt épitaxique. On obtient, dans ce cas, un profil de diffusion avec concentration constante dans chacune des couches (fig. 19).

2.2. Emetteur supérieur

Si la réalisation du sandwich *p n p* ne peut être faite pratiquement que par diffusion (ou par épitaxie) l'émetteur supérieur est réalisé industriellement selon deux techniques différentes : l'alliage ou la diffusion.

Beaucoup de fabricants de diodes, plus familiers des techniques d'alliage dans les dispositifs de puissance, s'orientèrent d'abord vers ce procédé qui, en outre, réalise simultanément la prise de contact. Cependant si l'alliage présente l'avantage de procurer une jonction abrupte avec une zone n à faible résistivité et un taux de recombinaison élevé — conditions parfois recherchées — il manque de souplesse : la géométrie de l'émetteur est, en effet, pratiquement imposée, et il ne permet pas un contrôle des paramètres avec les tolérances de fabrication nécessaires à la réalisation des dispositifs les plus évolués. De plus, seule la diffusion autorise l'utilisation de courts-circuits partiels n_1p_1 qui bien étudiés, amènent des améliorations notables de certains paramètres dynamiques, et en particulier du dV/dt.

La technique de diffusion utilisée ici est toujours le « gaz porteur » comme le phosphore comme impureté. La « source » est soit le P_2O_5 porté à une température de 250 °C environ, soit une source liquide, à température voisine de l'ambiante, telle que les composés PCl_3 et $POCl_3$.

Pour permettre une diffusion localisée à la surface de l'émetteur, un procédé particulièrement efficace et versatile est celui du masque d'oxyde utilisé dans la technique dite « planar ». Sa mise en œuvre consiste d'abord dans la formation d'une couche de silice d'épaisseur et de qualité suffisante. Puis, par un procédé photographique (du genre KPR), on protège les parties qui ne doivent pas être diffusées. Enfin, par attaque chimique, on dissout l'oxyde non recouvert de KPR (par exemple).

2.3. Prises de courant

Dans le cas des thyristors diffusés alliés, la technique rencontrée le plus fréquemment consiste à utiliser le métal ayant servi à l'alliage (AuSb) pour assurer le contact supérieur, tandis que l'aluminium est utilisé de façon classique pour le contact inférieur et le contact de gâchette.

Le problème est plus compliqué pour les thyristors entièrement diffusés. En effet, soit que l'on veuille réaliser simultanément le contact sur n_1 et p_2, ou que l'on soit en présence d'une structure à court-circuit, il convient d'obtenir un contact ohmique à la fois sur p et sur n, ce qui élimine pratiquement l'alliage dopant ou tout au moins fortement dopant. Dans l'état actuel de la technique deux méthodes sont plus particulièrement utilisées : les contacts par nickel « chimique » et par aluminium. Les dépôts de nickel sont obtenus par décomposition catalytique d'une solution de chlorure de nickel et d'hypophosphite de sodium ; le dépôt obtenu est peu adhérent et doit subir un traitement thermique pour assurer un bon contact électrique et mécanique. Le contact sur silicium de type p sera, pour être réellement ohmique, réalisé sur des surfaces dont le C_S est supérieur à 10^{18} atomes par centimètre cube. Si ce n'est pas le cas, il convient de ramener la surface au C_S nécessaire, par une diffusion courte de bore.

La prise de contact par aluminium au contraire réalisera facilement un contact ohmique sur p. Cependant, grâce à sa solubilité dans le silicium relativement limitée, il est également possible d'obtenir un contact ohmique sur silicium n fortement dopé.

Un avantage des contacts à l'aluminium tient à la soudabilité de ce métal au tungstène et au molybdène, souvent utilisés comme « contre-électrodes » du fait de leur coefficient de dilatation voisin de celui du silicium. Tandis que les contacts par nickel nécessitent des contre-électrodes dorées dont la réalisation pose des problèmes métallurgiques ardus. Il est vrai que, dans le cas précédent, le même problème apparaît pour la doudure sur l'embase et la connexion de sortie.

2.4. Encapsulation

L'encapsulation a pour buts :

— de protéger le cristal de silicium contre les dommages mécaniques et de le placer dans une atmosphère convenable,

— d'assurer les connexions avec le circuit extérieur,

— de permettre l'évacuation de la puissance dissipée dans le cristal.

Selon la puissance du dispositif et sa destination, la forme et la technique d'encapsulation peuvent être très variées. Les décrire, même sommairement, dépasserait le cadre de cet article. La figure 20 donne un exemple de réalisation.

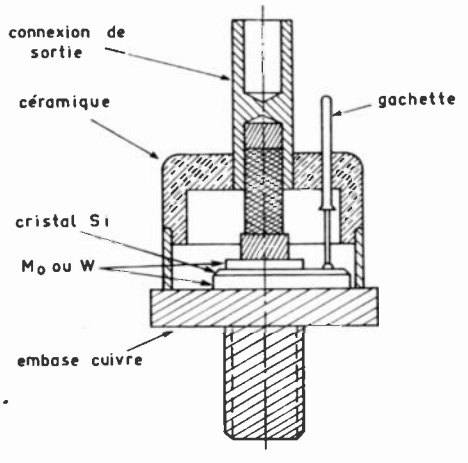


Fig. 20. — Encapsulation d'un thyristor de puissance.

2.5. Résistance thermique. Refroidissement

La température maximale qui ne peut être dépassée en fonctionnement est une caractéristique importante des dispositifs à semiconducteur. Avec les diodes au silicium, une température de 150 °C permet un fonctionnement sûr, mais pour les thyristors, 125 °C est, tout au moins actuellement, une limite plus raisonnable. En effet, d'une part la tension de V_{BO} dépend du courant inverse dans la jonction 2, donc de la température, et d'autre part, les autres paramètres sont plus ou moins affectés par la température : le

« turn off » augmente, le rapport dV/dt diminue alors que dans une diode, le seul effet grave de la température est une augmentation du courant inverse, ce qui, pour un dispositif bien réalisé, n'a d'autre inconvénient qu'une augmentation des pertes, encore faibles à 150 °C.

La température atteinte par le silicium, dans un thyristor en fonctionnement, dépend à la fois des pertes dans le cristal, de la résistance thermique jonction-boîtier et de la température de celui-ci (problème de refroidissement).

2.5.1. *Puissance dissipée par un thyristor*

Dans une diode on ne considère, en général, que les pertes dues à la chute « en direct », le courant « inverse » étant suffisamment faible. Par contre, dans un thyristor, outre que cette chute en direct est supérieure à celle d'une diode, il convient souvent de ne pas négliger d'autres possibilités de pertes. En particulier, dans le cas de commutations rapides, il peut y avoir des pertes importantes pendant l'ouverture du circuit puisqu'on a alors simultanément courant et tension élevés. Il convient aussi de se méfier que, si un thyristor est un dispositif à deux dimensions (courant proportionnel à la surface de l'émetteur supérieur), il peut se produire des circonstances dans lesquelles le courant est localisé à une portion plus ou moins faible de la surface ; c'est le cas pendant les commutations e taussi lorsqu'un courant important traverse l'électrode de commande. La température peut alors localement atteindre des valeurs beaucoup plus importantes que le laisseraient prévoir des considérations élémentaires.

2.5.2. *Résistance thermique jonction-boîtier*

Dans la majorité des cas, la presque totalité de la dissipation se fera d'un seul côté du cristal, celui qui est soudé à l'embase. Celle-ci, dans les dispositifs de puissance, est réalisée en cuivre, qui constitue presque un court-circuit thermique. Par contre, les soudures et les contre-électrodes, en molybdène ou tungstène, ont une impédance thermique non négligeable. Celle-ci dépend de la conductibilité thermique des métaux ou alliages considérés, de leur épaisseur et de la surface utile. Le choix des métaux et alliages étant imposé par d'autres considérations (coefficient de dilatation, soudabilité, température de fusion), la meilleure résistance thermique sera obtenue en réduisant au minimum les épaisseurs et par des soudures intéressant réellement toute la surface considérée.

2.5.3. *Refroidissement*

Pour les dispositifs de petite puissance, le refoidissement se fait surtout par convection et rayonnement du boîtier lui-même, qui sera alors avantageusement peint en noir. Dans le cas de puissances plus importantes, l'embase est fixée sur un dissipateur de chaleur. Le contact entre le boîtier et son refroidissement doit présenter une impédance thermique aussi faible que possible ; ce qui est obtenu par une surface de contact suffisante et l'interposition d'une graisse de bonne conductibilité thermique. La nécessité d'un bon contact impose à l'embase des qualités mécaniques suffisantes pour permettre un serrage correct. L'emploi du cuivre pur est alors souvent abandonné au profit d'alliages à faible teneur en chrome, béryllium ou zirconium. La conductibilité thermique de ces alliages est presque la même que celle du cuivre pur, mais leur résistance mécanique, après les traitements thermiques dus au montage, est bien supérieure.

Le plus souvent, les radiateurs à ailettes sur lesquels sont fixées les cellules, sont en aluminium. Ce métal — ou les alliages de bonne conductibilité thermique utilisés — ayant de faibles qualités mécaniques, il convient de s'assurer de la fixation des cellules sur leur radiateur. En particulier les filetages directs dans l'aluminium peuvent conduire à un mauvais serrage au bout d'un temps plus ou moins long.

Le refroidissement peut s'opérer de plusieurs façons :

— par convection naturelle,

— par ventilation forcée,

— par un fluide intermédiaire et radiateur indépendant.

La première solution offre l'énorme avantage d'être entièrement statique et, pour des éléments tolérant une température de fonctionnement élevée, conduit souvent à un encombrement du même ordre que celui obtenu par des solutions moins simples.

La ventilation forcée permet parfois des assemblages plus compacts, ce qui peut présenter des avantages du point de vue connexions électriques. De plus, elle est indispensable, à moins d'utiliser la solution du fluide intermédiaire, dans le cas d'un volume limité à renouvellement d'air naturel insuffisant.

Enfin, le refroidissement par liquides est réservé à des cas particuliers. Soit que l'on dispose d'eau à volonté, pour une installation à basse tension (mais alors attention à l'entartrage), soit pour des installations de forte puissance, où la disposition nécessite un transfert des calories en un point relativement éloigné. De toute façon, se pose le problème de l'étanchéité et de l'entretien d'un circuit, certes bien connu, mais sujet à quelques aléas. Dans d'autres cas, on place les cellules et leurs radiateurs dans une cuve à huile, à la façon d'un transformateur (ou avec celui-ci éventuellement). L'ensemble est alors peu accessible, mais compact et insensible aux intempéries.

Ainsi le problème du refroidissement peut être résolu de plusieurs manières qui dépendent de la puissance, de la tension (isolément) et des conditions extérieures. Sauf dans le cas de la convection naturelle, des sécurités doivent être prévues pour interdire le fonctionnement en cas de défaut des appareils annexes (pompes, ventilateurs, etc.).

3. Fonctionnement en régime transitoire

3.1. Fermeture

Le passage du direct bloqué à l'état passant n'est pas un phénomène instantané. On distingue deux périodes : le temps de délai et le temps de montée.

Le temps de délai est défini entre le moment où le signal de commande atteint 50 % de sa valeur et le courant d'anode 10 % de son intensité finale.

Le temps de montée est le temps nécessaire pour que le courant passe de 10 à 90 % de sa valeur maximale, dans un circuit résistif (fig. 21).

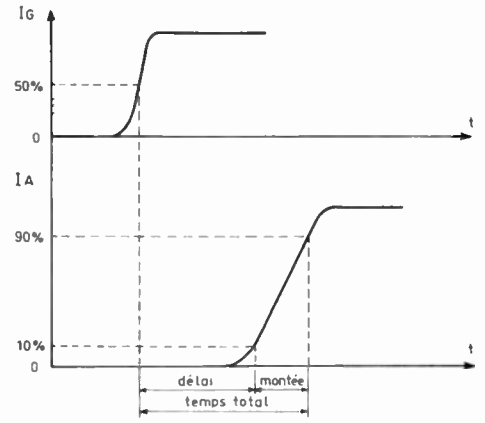


FIG. 21. — Temps de délai et temps de montée d'un thyristor.

On doit accorder une grande attention au temps de montée, car durant ce temps, on a simultanément un courant et une tension élevées, d'où une puissance importante (fig. 22).

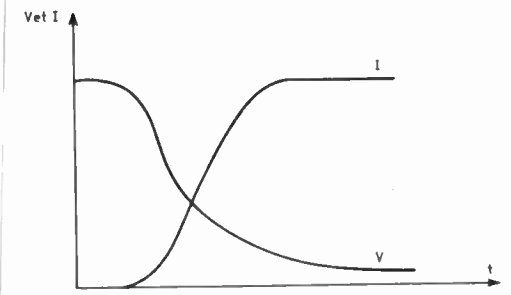


FIG. 22. — Valeurs du courant et de la tension pendant le temps de montée.

Pour un dispositif donné, le temps de fermeture (turn-on) augmente avec le courant principal et l'impédance de la charge, celle-ci étant supposée résistive (fig. 23). Il varie aussi considérablement avec les caractéristiques du circuit de commande. En particulier, le temps de délai augmente rapidement pour une tension de commande trop faible (inférieure à 3 V).

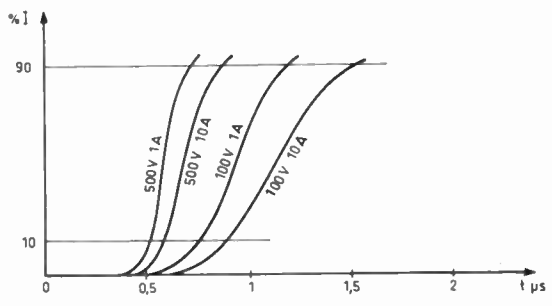


FIG. 23. — Caractéristiques de fermeture d'un thyristor TR 6015 en fonction de la tension et du courant dans la charge.

3.2. VITESSE D'ÉTABLISSEMENT DU COURANT : dI/dt

Lorsque la vitesse d'augmentation du courant principal n'est pas faible devant le temps de fermeture d'un thyristor, il apparaît des zones à forte densité de courant situées le long de la jonction, pouvant entraîner localement des puissances excessives, surtout si l'on a simultanément une tension élevée. D'où une limite supérieure du rapport dI/dt indiquée pour chaque type de thyristor.

L'amélioration de la tenue en dI/dt ne peut guère être obtenue que par une géométrie du dispositif assurant « l'allumage » initial sur la plus grande surface possible. A cet égard, une électrode de commande occupant toute la périphérie de l'émetteur supérieur paraît la meilleure disposition et est employée avec succès sur les dispositifs de puissance.

3.3. OUVERTURE

Quand un thyristor est conducteur, ses deux bases (p_1 et n_2) sont saturées, c'est-à-dire contiennent suffisamment de charges pour amener la jonction centrale à l'état passant. Si l'on inverse alors la polarité, le blocage ne sera obtenu qu'après évacuation de la plus grande partie de ces charges. Cela ne pourra guère se faire, dès que les jonctions 1 et 3 seront bloquées, que par recombinaison dans les bases. Il en résulte un certain temps d'extinction, qui augmente

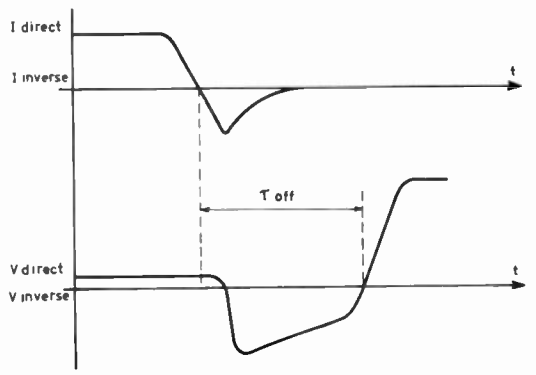


FIG. 24. — Mesure du temps d'extinction d'un thyristor.

avec le courant et la température, et qui, en première analyse, dépend de la durée de vie des porteurs minoritaires dans les bases, durée de vie qui, par ailleurs, influera sur les autres caractéristiques du thyristor, en particulier la chute en direct (V_F), les courants de commande (I_G) et de maintien (I_H), le temps de fermeture, d'où la nécessité de bien contrôler cette durée de vie, afin de maintenir le meilleur compromis entre ces divers paramètres.

La mesure du temps d'extinction (ou turn-off T_{off}) se fait en observant la tension aux bornes d'un thyristor, initialement conducteur, puis polarisé en inverse et, de nouveau en direct. Selon les caractéristiques du thyristor (ainsi que du circuit) et le temps d'application de la tension inverse, on aura reblocage ou non reblocage de la tension directe. Le temps d'extinction est lu, ainsi qu'il est indiqué sur la figure 24

pour les valeurs du circuit (fig. 25) qui amènent ce temps juste à la limite de reblocage.

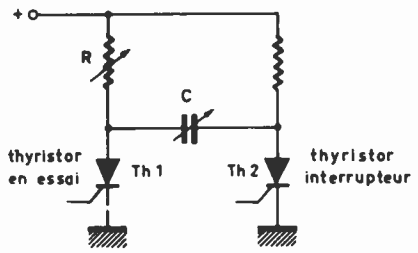


FIG. 25. — Mesure de τ off. R permet de régler le courant dans le thyristor. Th_1 étant conducteur, on débloque Th_2, ce qui décharge C et polarise Th_1 en inverse.

3.4. VITESSE D'ACCROISSEMENT DE LA TENSION : dV/dt

La possibilité d'application d'une tension directe inférieure au V_{BO} est limitée à un dV/dt variable avec le dispositif et la température.

Pour une valeur trop élevée de ce dV/dt, le thyristor deviendra conducteur. Ce phénomène peut être compris de façon élémentaire, en considérant la figure 26 qui représente les trois jonctions d'un thyristor avec un condensateur en parallèle, symbolisant la capacité de chaque jonction.

Quand une tension est appliquée, selon la polarité indiquée sur la figure, les jonctions 1 et 3 sont conductrices, tandis que 2 est en blocage ; sa capacité se comportera donc comme un condensateur non linéaire. Pour charger cette « capacité », le courant traverse les jonctions 1 et 3, ce qui produit une injection

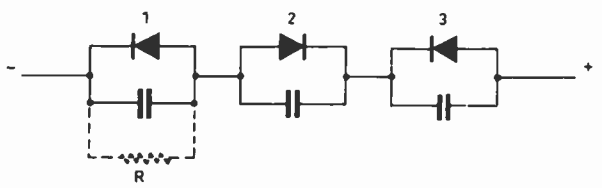


FIG. 26. — Représentation symbolique d'un thyristor par trois diodes avec condensateur en parallèle représentant la capacité des jonctions.

dans les bases. Si le niveau de l'injection est suffisant et de durée voisine — ou plus courte — que celle de la durée de vie des porteurs, l'efficacité des deux émetteurs augmentera de telle façon que $\Sigma\alpha \geqslant 1$, d'où retournement. Cette démonstration néglige les effets transversaux dus aux courants circulant parallèlement aux jonctions, et qui viennent diminuer encore la tenue en dV/dt, d'autant plus que le dispositif est de grande dimension.

Un moyen d'améliorer cette caractéristique consiste dans la création de « courts-circuits » partiels au sein de la jonction 1, ce qui est schématisé dans la figure 26 par la résistance R. Ainsi, aux faibles courants, l'influence de cette résistance sera prépondérante et l'efficacité de l'émetteur restera faible. De cette façon, il est possible d'obtenir des dispositifs, même de grande dimension, possédant des caractéristiques intéressantes quant à la tenue en dV/dt ; toutefois il est aussi possible, dans certains cas, de modifier le circuit de commande de façon à polariser négativement la jonction 1, ce qui conduit à une amélioration importante de la tenue en dV/dt dans de nombreux circuits d'utilisation, et donne une sécurité intéressante contre un déclenchement intempestif sur un régime transitoire.

3.5. SURCHARGES

Les possibilités de surcharges d'un thyristor sont différentes s'il s'agit de surcharges répétitives ou non, et si, d'autre part, le thyristor doit être capable ou non de bloquer une « tension directe » immédiatement après la surcharge. Le cas de surcharges répétitives, avec blocage rapide de tension, doit être étudié avec soin dans chaque application particulière, pour ne pas risquer un non-blocage dû à une température de jonction trop élevée.

Vers les très fortes valeurs de courant (de l'ordre de 20 à 30 fois le courant nominal), une limitation apparaît par chute de tension élevée, due à une diminution du gain des transistors élémentaires ($\Sigma\alpha$ tend de nouveau vers une valeur inférieure à l'unité). Dans tous les cas et pour ces raisons, la tenue aux surcharges d'un thyristor est plus faible que celle de la diode de dimensions correspondantes.

4. Ouverture par l'électrode de commande

4.1. THYRISTOR A GCO (*)

Alors que l'extinction d'un thyristor normal nécessite l'abaissement du courant au-dessous du courant de maintien (ou l'inversion de la tension), un thyristor à GCO peut être désamorcé en appliquant à la gâchette une impulsion de courant négative.

4.2. OUVERTURE ET GAIN DE COURANT A L'OUVERTURE

L'application d'un courant négatif à l'électrode de commande modifie la courbe $I = f(V)$ en relevant la valeur du I_H (fig. 27).

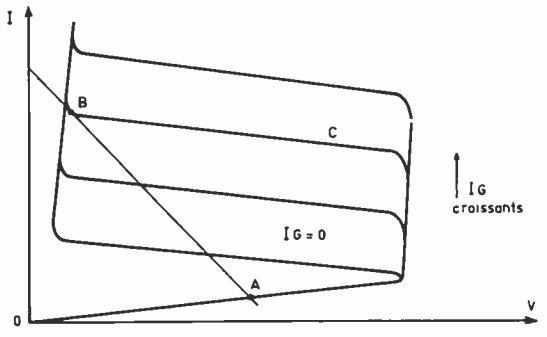


FIG. 27. — Courbes de fonctionnement d'un thyristor à gain de commande à l'ouverture (GCO).

(*) GCO : gain de commande à l'ouverture (SILEC). D'autres constructeurs utilisent des sigles différents, par exemple GCS : gate controlled switch (Westinghouse) ; GTO : gate turn off (GECO).

Une droite de charge quelconque coupe cette courbe en deux points A et B. Lorsque le thyristor est amorcé, le point de fonctionnement est en B. Si l'on augmente alors I_G jusqu'à obtenir la courbe (C), le seul point d'équilibre possible est en A : il y a extinction.

Le gain en courant d'un thyristor à GCO est défini comme le rapport entre le courant du circuit principal et le courant de commande nécessaire pour obtenir l'extinction I/I_G. C'est-à-dire, si l'on néglige I_{COT} devant I_G :

$$\text{GCO} = \frac{I}{I_G} = -\frac{\alpha_{12}}{1-\Sigma\alpha}.$$

D'où les deux premières conditions nécessaires (mais non suffisantes) pour réaliser un thyristor à GCO : augmenter α_{12} et maintenir $\Sigma\alpha$ aussi voisin

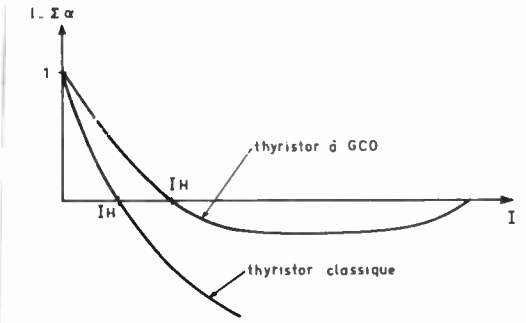


FIG. 28. — Variation de $1-\Sigma\alpha$ pour un thyristor classique et un thyristor à GCO.

que possible de l'unité sur une large échelle de courant (fig. 28). Cela ne peut être obtenu que par un compromis avec les autres caractéristiques : I_H, I_G, V_F seront plus élevés pour un thyristor à GCO que pour un thyristor classique (voir tableau comparatif).

De plus la diode J_1 doit posséder une bonne caractéristique inverse. En effet, un courant de fuite élevé (généralement peu important pour un thyristor classique) s'ajoute au courant de commande à l'extinction et peut même empêcher cette dernière.

Enfin la résistance de la couche constituant l'électrode de commande doit être maintenue aussi faible que possible pour que le courant d'extinction n'entraîne pas une chute de tension trop élevée le long de la base n_1. A ces conditions s'ajoutent celles imposées par le régime d'ouverture, examiné plus loin.

Comparaison entre deux thyristors 1 A de fabrication SILEC

Caractéristiques	Thyristors 1 A	
	Classique	A gain de commande à l'ouverture
I_H	2 mA	50 mA
I_G (fermeture) ..	1 mA	10 mA
V_F	1,3 V	1,7 V
T_{off}	20 µs	5 µs
I_G (ouverture) ..	×	50 mA
V_G (ouverture)..	×	5 V

4.3. RÉGIME TRANSITOIRE A L'OUVERTURE

L'ouverture d'un thyristor à GCO, par l'électrode de commande, est caractérisée par un temps de délai compté entre le moment où l'ordre d'ouverture est donné et celui où le courant atteint 90 % de sa valeur

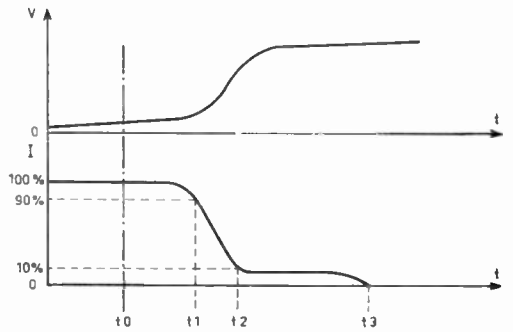


FIG. 29. — Définition du temps de délai à l'ouverture d'un thyristor à GCO.

initiale, puis par un temps d'ouverture proprement dit, durant lequel le courant s'abaisse à 10 % de sa valeur initiale. Ce temps d'ouverture est suivi d'une « traînée » dont la durée et l'amplitude sont variables avec les dispositifs (fig. 29).

Le temps d'ouverture pour un dispositif donné, dépend, en premier chef, de la valeur du GCO que l'on impose : plus ce gain sera faible, plus rapide sera l'ouverture. On peut ainsi, avec des thyristors spécialement conçus, obtenir des temps d'ouverture inférieurs à une microseconde.

4.3.1. *Bilan des pertes*

— à la fermeture : $\int I(t)V(t)\,dt$,

— pendant la conduction : IV_F ,

— à l'ouverture : $\int I(t)V(t)\,dt + I_{tr}\,V_{tr}$

$I_{tr}\,V_{tr}$, puissance de commande à la fermeture et à l'ouverture, (I_{tr} et V_{tr} étant le courant et la tension pendant le temps de « traînée »).

L'importance de ces différents facteurs doit être établie de façon suffisamment précise afin d'éviter, d'une part, des puissances instantanées trop grandes et, d'autre part, des puissances moyennes plus importantes que le laisserait supposer un examen rapide de la situation. En particulier, dans les régimes de commutation rapide, les pertes transitoires peuvent être sensiblement plus élevées que celles dues à la chute dans l'état passant.

4.4. UTILISATION DES THYRISTORS A GCO. LIMITATIONS ACTUELLES

Dans les circuits à courant continu, les problèmes de l'extinction sont généralement résolus de façon beaucoup plus élégante et plus sûre par l'utilisation de

thyristors à GCO. Ce qui ne signifie pas qu'ils ne présentent aucun intérêt pour les utilisations en alternatif où l'extinction au passage à zéro n'est souvent qu'un palliatif.

Outre leur utilisation en interrupteur, au sens électrotechnique du terme, les GCO peuvent être employés dans les circuits de protection où leur grande rapidité d'ouverture peut être utilement mise à profit. Enfin, et sans que cette liste soit limitative, on peut souligner leurs applications aux circuits de balayage ligne en télévision, et à l'allumage automobile.

Les deux principales limitations actuelles des thyristors à GCO viennent, d'une part, de la difficulté technique de réalisation de dispositifs susceptibles de couper des courans supérieurs à 10 A et, d'autre part, de la diminution rapide de ce pouvoir de coupure avec la tension. Par rapport aux transistors de puissance, les thyristors à GCO présentent, outre l'intérêt de leur haute tension, le fait de leur nature bistable propre.

5. Nouveaux développements des thyristors

5.1. Evolution en puissance

Depuis leur apparition récente, les thyristors ont vu leurs caractéristiques en tension et surtout en courant se développer rapidement. Cette course vers les très fortes intensités a même dépassé les valeurs maximales communément admises pour les diodes (200 à 300 A_{moy}) Si bien que les problèmes du refroidissement et des protections risquent de devenir déterminants. On est alors en droit de penser que ce n'est pas surtout du côté des puissances unitaires que s'effectueront les prochains progrès des thyristors, sauf peut-être en ce qui concerne les tensions maximales suceptibles d'être bloquées dans chaque sens. Les limitations inhérentes à la structure thyristor (§ 1.3 et 1.4) doivent être minimisées par un contrôle plus rigoureux des paramètres, éventuellement avec des techniques nouvelles et l'on peut penser que la « tenue en tension » des thyristors ne sera que peu inférieure à celle d'une jonction isolée.

En ce qui concerne les paramètres tels que les rapports dV/dt, dI/dt et la capacité de surcharges, des progrès récents ont permis d'atteindre des valeurs suffisantes pour la plupart des applications. Grâce aux techniques de diffusions localisées, en particulier, des géométries plus élaborées ont pu être utilisées, conduisant à des améliorations notables quant aux régimes transitoires.

Actuellement les thyristors à GCO ne sont disponibles que pour des intensités de quelques ampères. On retrouve ici des limitations de nature voisine de celle des transistors de puissance. Toutefois, une moindre difficulté dans la réalisation de la jonction 1 (émetteur-base du transistor) permet d'espérer qu'il sera possible d'obtenir des intensités unitaires supérieures sans recourir à des techniques trop coûteuses.

Le dispositif étant encore très récent, il est difficile de dire si le problème actuel de la diminution du pouvoir de coupure avec la tension pourra être résolu, ou tout au moins amélioré. De toute façon, les tensions bloquées par ces dispositifs sont aussi élevées que celles des thyristors normaux. Il en est de même pour le dV/dt.

5.2. Evolution en rapidité

Le temps de fermeture des thyristors (quelques microsecondes) est sensiblement inférieur au temps d'ouverture (une dizaine de microsecondes ou plus). De plus, il semble que les utilisateurs s'intéressent moins au premier qu'au second de ces temps. Dans ces conditions, un gros effort est fait pour abaisser les temps nécessaires à l'ouverture. Certaines structures présentent, naturellement, des temps d'ouverture plus faibles que d'autres, mais comme elles ne sont pas nécessairement les plus avantageuses quant aux autres paramètres, on peut dire que le problème n'est pas encore complètement résolu. Toutefois, il convient de noter que le temps d'ouverture tel qu'il est indiqué dans les notices, correspond à une mesure pour un circuit donné, qui peut être très éloignée du circuit auquel est destiné le thyristor (nature de la charge, circuit de blocage, etc.). Si bien que les résultats observés sur le circuit réel donnent lieu, quelquefois, à des surprises dans un sens ou dans l'autre, par rapport aux valeurs calculées d'après le temps d'ouverture indiqué.

Ainsi qu'il a été précisé plus haut, les temps d'extinction par l'électrode de commande, sont sensiblement plus courts que ceux d'ouverture à condition d'imposer un gain pas trop élevé. C'est ainsi que des temps inférieurs à une microseconde sont actuellement obtenus, ce qui est en général suffisant pour les applications de puissance.

5.3. Nouvelles technologies

Il est possible de distinguer dans ce chapitre les nouvelles technologies visant à des structures différentes et celles ayant pour but l'amélioration de la structure décrite.

Parmi les premières, on peut citer les dispositifs bistables dérivés du transistor, ou d'une nature différente: « transistors unijonction », tecnetron, etc. Ces dispositifs n'ont reçu à l'heure actuelle que des applications limitées, soit à cause de leurs performances, soit du fait des difficultés de réalisation. Mais une telle situation n'est pas fatalement définitive.

Dans la catégorie des technologies susceptibles d'apporter des améliorations au thyristor « classique » ou à GCO, nous avons déjà rencontré la diffusion localisée par masque d'oxyde et l'épitaxie. Il convient encore de parler des structures entièrement planes, grâce auxquelles toutes les électrodes sont accessibles, et qui, du fait des faibles courants inhérents à ces structures, conduisent à des dispositifs de grande sensibilité.

5.4. Application a la télévision, a l'automobile, etc.

Le rapide développement industriel des semiconducteurs leur permet dès maintenant d'aborder les domaines de grande diffusion. La fonction relais à faible inertie qui est assurée par les thyristors, et en particulier par les thyristors à GCO, trouve de nombreuses applications dans les circuits de télévision, de l'automobile, de l'éclairage à intensité variable, et bien d'autres dispositifs dits « grand public ». Ces nouveaux développements conduisent à des séries suffisantes pour que les prix soient compétitifs avec les solutions non électroniques. Ces conditions semblent d'ores et déjà réalisées pour l'allumage des moteurs à explosion et la régulation de la charge de batterie, et pourraient être bientôt atteintes dans le cas particulier du « balayage lignes » en télévision.

Ce dernier aspect du développement des semiconducteurs, et des thyristors en particulier, paraît bien indiquer que ceux-ci ont maintenant atteint leur majorité. Cette rapide croissance ne permet pas toujours aux utilisateurs de tirer tout le profit d'un dispositif existant et on peut penser que le nombre d'applications ira en croissant dans les années à venir. A moins que, d'ici là, une nouvelle évolution ne relègue le thyristor à quelques applications spécifiques comme actuellement beaucoup de tubes à vide ou à gaz.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Contrat DGRST. — Etude de l'influence des facteurs géométriques et physico-chimiques sur la fiabilité de jonctions diffusées profondes.

[2] Davies R.L. et Gentry F.E. — Control of Electric Field at the surface of *P-N* Junctions. *I.E.E.E. Transactions* n° 7, July 64.

[3] Arnould J. — Fonctionnement des thyratrons. Note technique SILEC, 16-7-63.

QUELQUES APPLICATIONS DES THYRISTORS EN ÉLECTRONIQUE

PAR

R. DUBOIS

Ingénieur à la SESCO

1. Introduction

Notre propos n'est pas de faire la somme de l'expérience acquise dans l'utilisation des thyristors ni de décrire et analyser les diverses fonctions qu'ils peuvent tenir dans les circuits : d'excellents ouvrages spécialisés, très fréquemment mis à jour, sont à la disposition du lecteur. Plus modestement, nous nous sommes proposés de décrire un certain nombre de matériels utilisant les thyristors et faisant l'objet d'une exploitation éprouvée par des milliers d'heures d'utilisation dans des domaines très variés.

Le thyristor au silicium constitue un excellent interrupteur à la fermeture. Rapide, son temps de montée est de l'ordre de la microseconde, sensible, la puissance nécessaire à la commande est négligeable au regard de la puissance commandée, d'un excellent rendement, sa consommation propre est comparable à celle d'un redresseur, il s'est avéré être un organe extrêmement souple dans tous les problèmes de régulation de puissance.

Voici quelques exemples d'utilisation des thyristors en électronique.

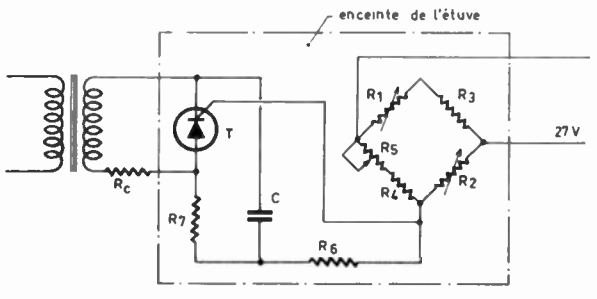


FIG. 1. — Schéma d'une étuve thermostatée.

2. Enceinte thermostatée pour quartz pilote.

L'organe chauffant est la résistance R_c, les thermistances R_1 et R_2 associées aux résistances R_3, R_4 et au potentiomètre R_5 constituent un pont de Wheastone connecté entre gâchette et cathode du thyristor. Aux mêmes points, se trouve appliquée une tension alternative d'amplitude et de phase convenables déterminées par le réseau R_6 R_7 C. Les bornes de l'autre diagonale du pont sont connectées à une source 27 V stabilisée, ce qui revient à superposer à la tension alternative de gâchette une tension continue dont le niveau est fonction, à tout moment, de la valeur des thermistances R_1 et R_2, donc de la température intérieure de l'étuve.

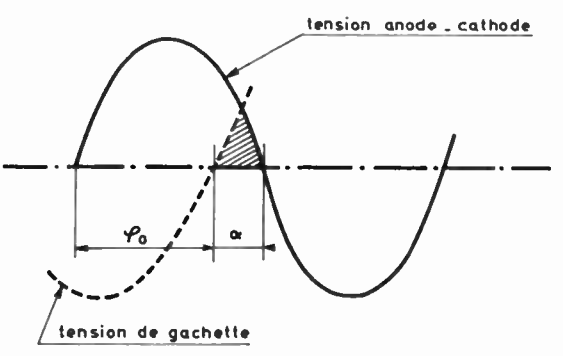


FIG. 2. — Graphique de fonctionnement.

L'angle de passage est égal à α (fig. 2).

On réalise ainsi une commande verticale ou par sinusoïde écrêtée du thyristor T. La température dans l'enceinte est réglée à 85 °C. Sa stabilité est de l'ordre de 0,1 °C.

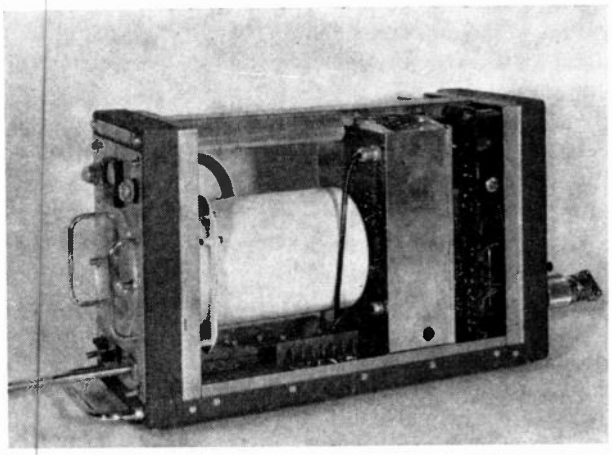


FIG. 3. — Enceinte thermostatée avec son cylindre calorifugé.

L'enceinte thermostatée est visible sur la figure 3. Sur la figure 4, le cylindre calorifugé a été enlevé et la réalisation du circuit apparaît.

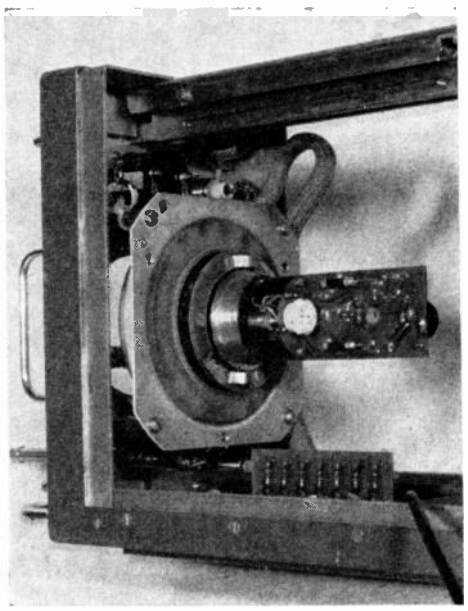


FIG. 4. — Réalisation du circuit du thermostat (cylindre enlevé).

3. Régulation de vitesse

Il existe de nombreux systèmes différents pour disposer de moteurs à vitesse variable. L'intérêt des dispositifs électroniques, combinés aux moteurs électriques, est de pouvoir commander la machine à partir d'une puissance infime. On profite de ces propriétés pour réaliser une régulation ou asservissement de vitesse, à partir d'un potentiomètre de commande ou de toute autre grandeur physique transformée en tension électrique.

Le principe de l'asservissement consiste à utiliser comme grandeur de commande, non pas la vitesse ordonnée, mais la différence entre la vitesse ordonnée et la vitesse réelle. La vitesse ordonnée est affichée sur un potentiomètre, la tension correspondant à cette vitesse est comparée à celle donnée par une génératrice tachymétrique. La différence ou erreur est appliquée sur l'amplificateur de puissance qui commande le moteur.

L'organe essentiel de cet amplificateur est constitué par un pont de thyristors, la grandeur de commande, réglant l'angle de passage, contrôle la puissance moyenne délivrée au moteur.

Sans nous étendre sur les détails de la réalisation de ces variateurs, nous soulignerons l'extension que ce matériel connaît actuellement du fait des solutions simples et sûres qu'il apporte à de nombreux problèmes dans l'industrie : commande et asservissement de débits de fluides par exemple.

La figure 5 représente une armoire contenant cinq variateurs de vitesse, deux de 3 ch et trois de 1 ch, et un calculateur traitant le débit de quatre pompes.

Le débit total est réglable, de même que la proportion de quatre produits entrant dans sa composition.

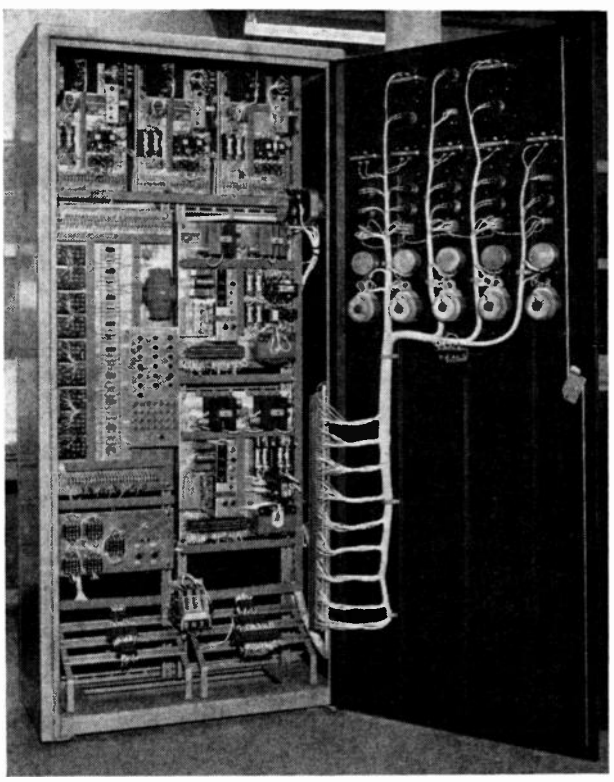


FIG. 5. — Armoire contenant cinq régulateurs de vitesse et un calculateur.

4. Circuits de protection

Comme tout semiconducteur, le thyristor n'exige aucun temps de chauffage, ce fait, joint à sa rapidité de réponse, a permis de réaliser des circuits de protection plus simples, plus économiques et moins encombrants.

4.1. Redresseur pour l'alimentation d'un émetteur de radiodiffusion

La figure 6 donne le schéma de principe d'un redresseur utilisé dans l'alimentation d'un émetteur de radiodiffusion comportant un circuit de protection contre les courts-circuits et les surintensités.

L'élément essentiel en est constitué par l'interrupteur triphasé, formé de trois diodes et de trois thyristors, placé au centre de l'étoile primaire du transformateur. Trois shunts *RC* disposés aux bornes des enroulements limitent les surtensions à l'ouverture du circuit.

Le secondaire du transformateur alimente un pont de Graëtz.

Le circuit de commande des thyristors comporte une bascule bistable composée des transistors T_1 et T_2 suivie d'un transistor T_3.

Un bouton de réarmement applique un signal positif limité par la diode Zener 14Z4 sur la base de T_1 et le sature. T_2 étant alors non conducteur la tension +24 V appliquée à son collecteur commande la conduction de T_3 lequel alimente les trois gâchettes des thyristors.

L'arrêt s'obtient par le bouton « arrêt » qui, rendant T_2 conducteur, bloque T_3, les gâchettes des thyristors cessent d'être alimentées et ceux-ci restent bloqués.

Côté continu, l'intensité est contrôlée aux bornes de la résistance de 10 Ω par un circuit comportant un transistor unijonction ; au-delà de la valeur désirée, l'unijonction bascule et une impulsion est délivrée sur la base du transistor T_2. Elle le rend conducteur, ce qui bloque T_3 et provoque l'arrêt de la même manière qu'une action sur le bouton arrêt.

Deux des trois phases primaires sont contrôlées par des transformateurs d'intensité et, par l'intermédiaire d'un thyristor de faible puissance, une surintensité provoque le blocage de l'alimentation.

Ces divers éléments remplacent les relais dits rapides (20 à 50 ms) et les relais magnéto-thermiques, côté alternatif. Leur avantage est évident, ils ne nécessitent pas d'entretien, pas de compensation de température et sont nettement moins encombrants.

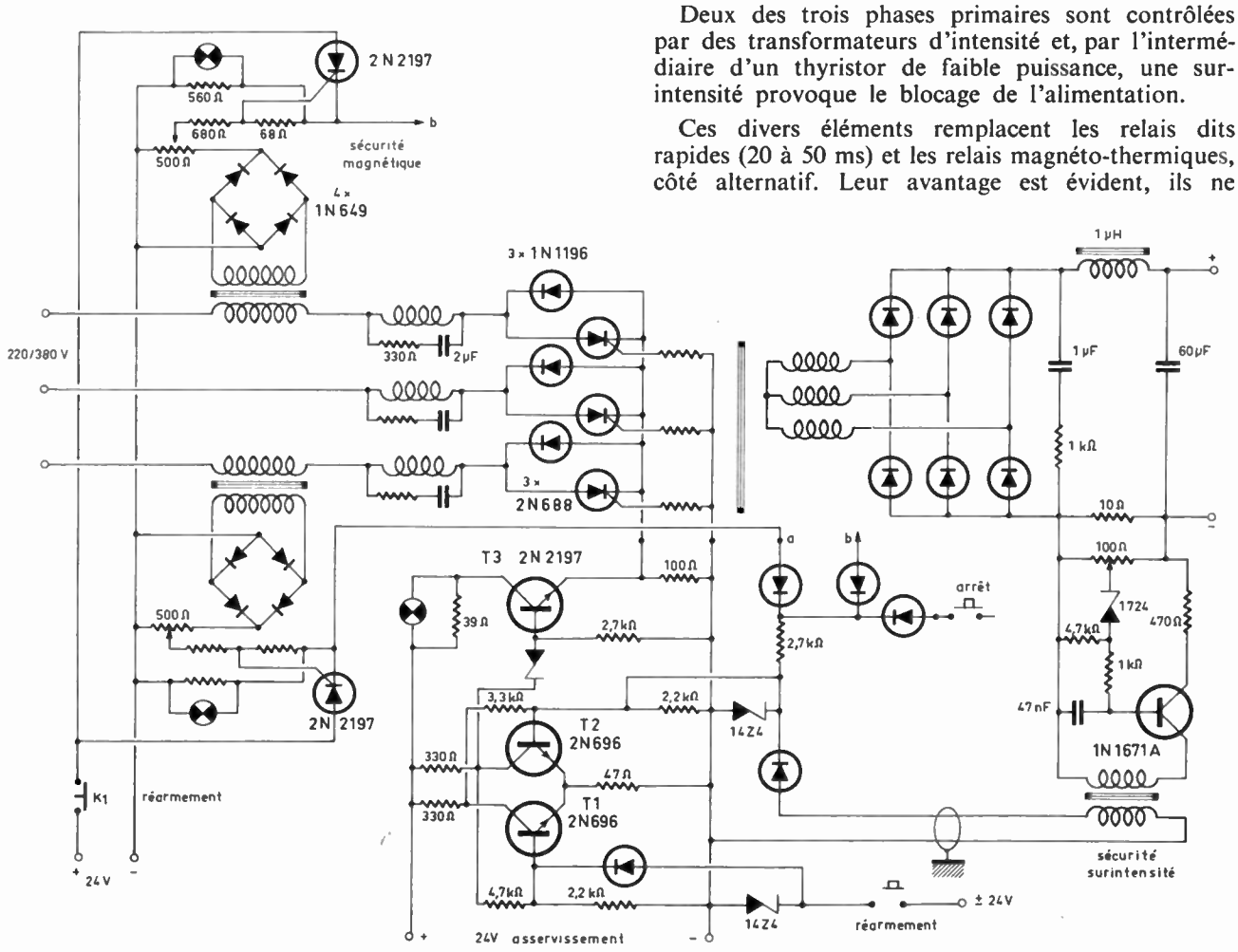


FIG. 6. — Schéma d'un redresseur 800 V - 3 A.

Il est très aisé de réaliser un redresseur comportant des éléments assurant la stabilisation de la tension continue pour des débits variables. Cela est particulièrement intéressant dans les alimentations de polarisation des grilles écrans dans les émetteurs de moyenne puissance.

Il est évidemment possible de surdimensionner le redresseur et de dissiper la majeure partie de l'énergie dans des « bleeders », résistances placées en parallèle sur le redresseur, la consommation des grilles écrans n'excède pas 20 % de l'énergie totale fournie ; mais

l'ensemble des servitudes de cette nature finit par devenir prohibitif et par représenter plus de 10 % de la puissance de l'émetteur.

4.2. Source de tension stabilisée

Le schéma de la figure 7 donne le principe d'une source de tension moyenne stabilisée à ± 1 % pour des variations de charge de 1 à 4. Elle réalise l'équivalent d'une source à impédance variable adaptée à la charge.

Un pont de Graëtz comportant trois thyristors assure le redressement, l'intensité est contrôlée aux bornes de la résistance 10 Ω.

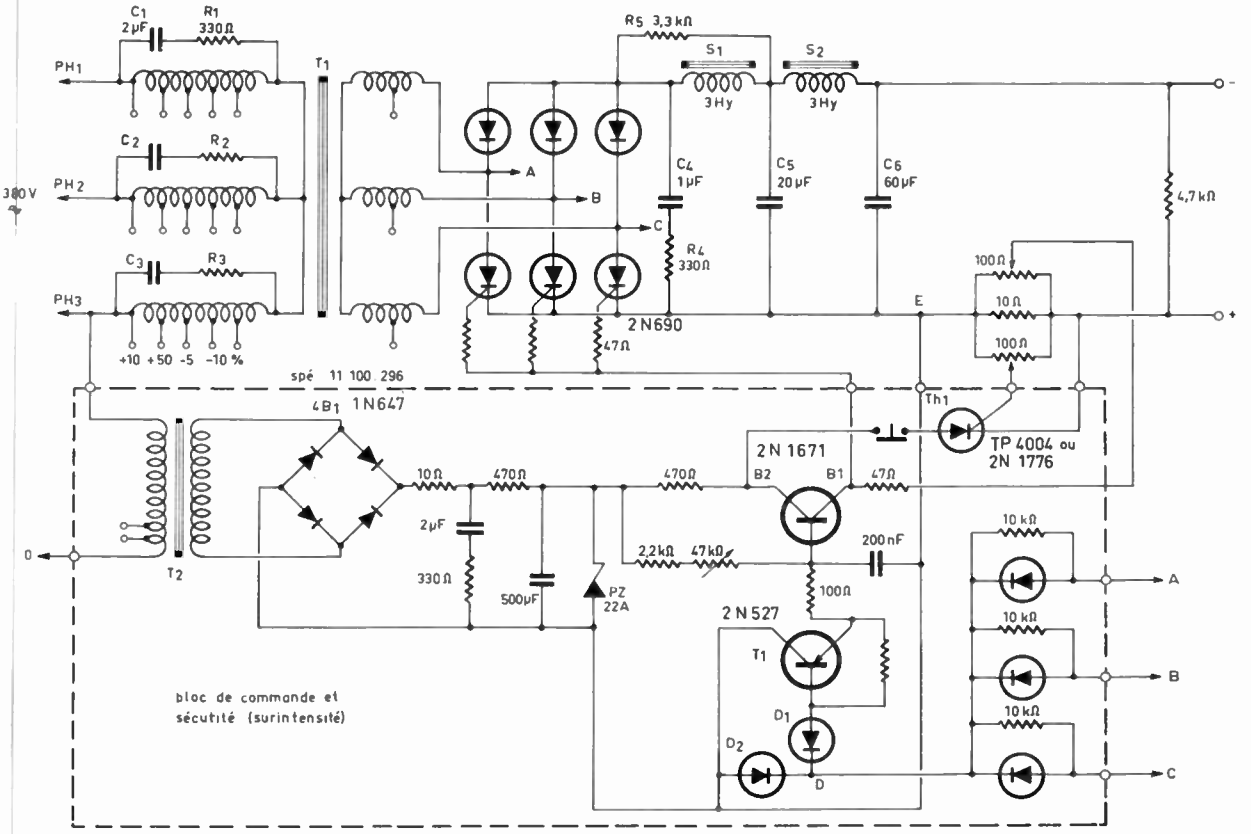


FIG. 7. — Redresseur stabilisé 800 V - 1 A.

Un circuit d'impulsion constitué du transistor unijonction et du transistor T_1 délivre les impulsions nécessaires à la fermeture des thyristors.

Le circuit placé aux bornes de la résistance déplace la position des impulsions, en fonction dans le cycle de l'intensité débitée. L'angle d'ouverture des thyristors augmente lorsque l'intensité débitée s'accroît. L'énergie supplémentaire ainsi fournie compense l'accroissement des pertes dans le transformateur et assure la stabilisation de la tension continue.

5. Circuits à impulsion de tension

Dans les circuits de ce type, une quantité d'énergie définie est emmagasinée par une capacité (condensateur ligne à retard). Le déclenchement du thyristor provoque le court-circuit en un temps très bref. Le courant de décharge induit un impulsion de tension à front raide.

Sur ce principe fonctionnent des réalisations d'usage très différent :

a) l'allumeur électronique équipant les cyclomoteurs de la marque « Motobécane »,
b) des modulateurs pour radar,
c) des circuits de voie SNCF [2].

5.1. Allumeur électronique

Il se compose d'un alternateur (1) (volant magnétique) dont le courant est redressé par les deux diodes (5). Les alternances positives chargent le condensateur (6), les négatives inutilisées, se dissipent dans la résistance (2). Le thyristor (7) est commandé par

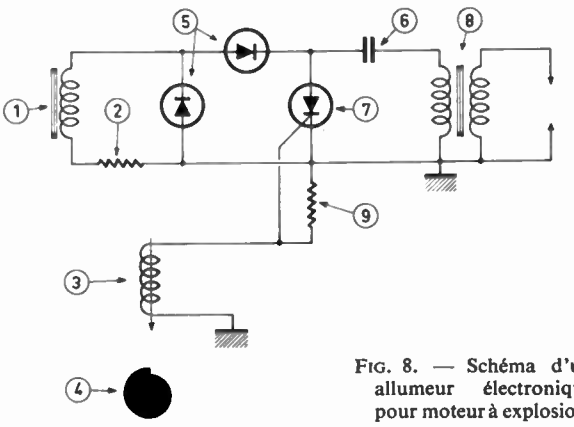


FIG. 8. — Schéma d'un allumeur électronique pour moteur à explosion.

un capteur (3) qui lui envoie une impulsion positive à chaque passage de la discontinuité de la came (4).

Une décharge oscillant s'établit dans le circuit : condensateur (6), primaire du transformateur (8), thyristor (7) et diodes (5). Selon son sens, le courant de décharge passe successivement par le thyristor (7) et les diodes (5).

5.2. Modulateurs pour radar

Dans un radar, le modulateur a pour rôle de délivrer l'énergie nécessaire à l'alimentation du tube d'émission. Cette énergie est fournie sous forme d'impulsions de durée et d'amplitude adéquates. Jusqu'à ces dernières années, l'organe de commutation était un thyratron à gaz. Son remplacement par un thyristor a été entrepris dans le cadre de la recherche d'une meilleure fiabilité, d'une résistance supérieure aux chocs et aux vibrations, d'une réduction de poids et de volume et enfin pour obtenir la possibilité de régimes de fonctionnement que ne peut supporter le thyratron à gaz.

L'effort de recherche dans ce domaine reste très actif et des réalisations effectives sont d'ores et déjà en exploitation. Témoin ce modulateur pour répondeur dont nous donnons le schéma de principe en figure 9.

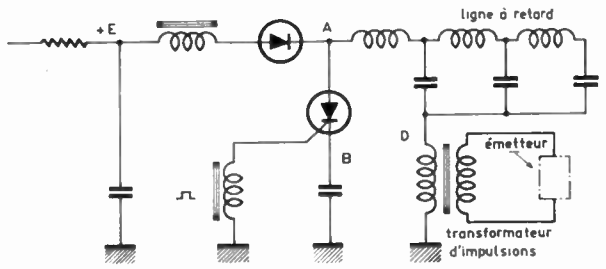


Fig. 9. — Schéma de principe d'un modulateur pour radar.

En *A* la tension s'établit à la valeur 2 *E* (fig. 11 *a*). Le courant de décharge atteint sa valeur crête en 200 ns et induit une impulsion de tension négative en *D* (fig. 11 *b* et *c*).

La figure 10 montre la réalisation du répondeur,

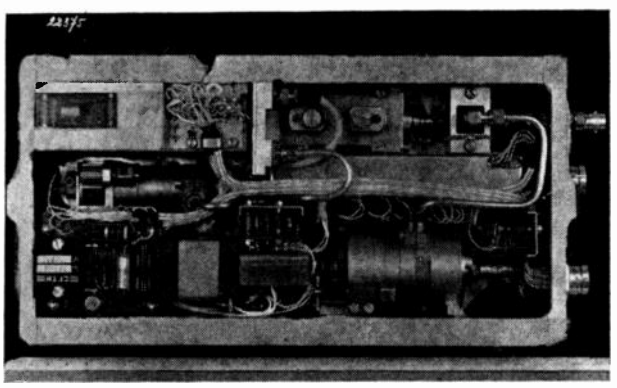


Fig. 10. — Réalisation d'un répondeur, le modulateur peut se voir, en bas, à gauche.

l'ensemble modulateur est situé dans l'angle inférieur à gauche.

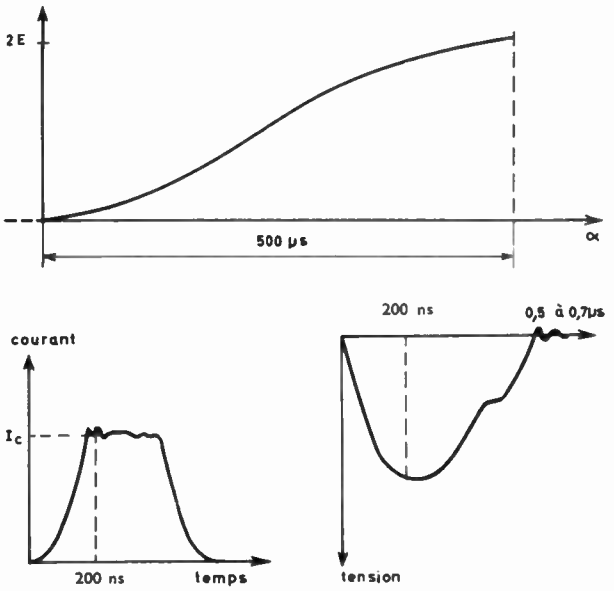


Fig. 11. — Graphiques de fonctionnement du modulateur.

5.3. Circuit de voie

Le circuit de voie monté sur traverses isolées est un montage où le courant de signalisation emprunte les rails de roulement pour alimenter le relais branché entre les deux fils ; le fonctionnement repose sur l'effet de court-circuit du relais de voie au passage des véhicules ; en l'absence de ceux-ci le relais est normalement excité tandis qu'il se désexcite au franchissement des circulations.

La qualité des contacts établis par le passage d'un véhicule sur les rails pose de nombreux problèmes liés à la nature des surfaces en contact. Dans certain cas ce contact présente une caractéristique d'allure disruptive (fig. 12).

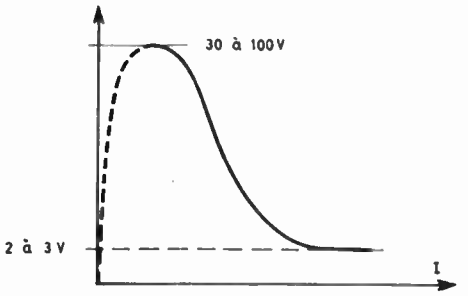


Fig. 12. — Caractéristique d'allure disruptive d'un contact assuré par le passage d'un véhicule sur rails.

Il y a dix ans déjà, la SNCF a étudié et réalisé des circuits de voie fonctionnant par impulsions de tension supérieure à la tension disruptive, à la cadence de trois par seconde. Les tubes, dont la durée de vie est limitée et la consommation assez forte, ont été remplacées par les semiconducteurs (fig. 13).

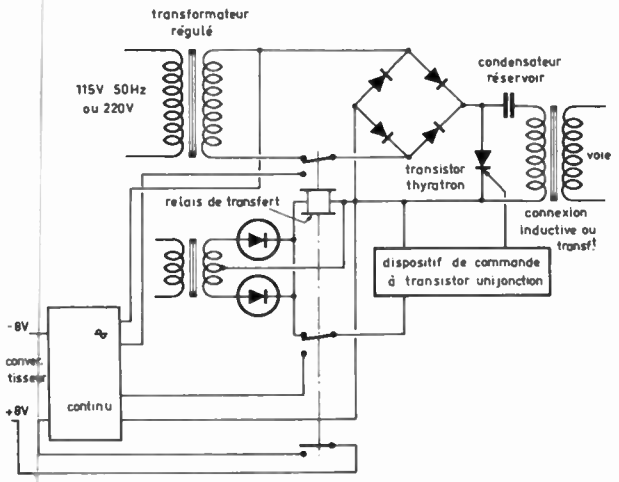


FIG. 13. — Principe de l'émetteur du circuit de voie à impulsions de tension élevée.

6. Conclusions

Les matériels que nous avons brièvement décrits illustrent la très grande variété des possibilités d'usage des thyristors, tant pour réaliser des équipements industriels que pour perfectionner et alléger les réalisations de l'électronique professionnelle.

Nul doute que les efforts des Ingénieurs des semiconducteurs pour augmenter les performances des thyristors en ce qui concerne la rapidité des phénomènes de commutation, la puissance crête disponible donneront naissance à d'autres familles de dispositifs. Leurs champs d'applications offriront de nouvelles possibilités aux réalisateurs d'équipements.

BIBLIOGRAPHIE

[1] S.C.R. Manual — 3e Edition General Electric. Rectifier Component Department.

[2] WALTER M. — Nouveux perfectionnements apportés aux circuits de voie. *Revue générale des chemins de fer*, oct. 64.

[3] The widinning world of the S.C.R. *Electronics*, sept. 64.

Les photographies reproduites dans cet article ont été aimablement mises à notre disposition par THOMSON-AUTOMATISME et la division RTT de la Cie Fse THOMSON-HOUSTON.

APPLICATION DES THYRISTORS : CONVERTISSEURS STATIQUES D'ÉNERGIE

PAR

L. PATERNAULT

Ingénieur E.S.E.
Directeur de la Division Electronique Industrielle
C.G.E.I. Lepaute

1. Introduction

Le problème de la conversion de l'énergie électrique, de continu en alternatif ou inversement, est un de ceux qui, dans un très proche avenir, doit revêtir une importance fondamentale. Enumérons simplement quelques-unes des applications actuelles ou futures pouvant s'entrevoir dès maintenant :

a) *Conversion continu alternatif*

— Utilisation de l'énergie des piles à combustibles, piles solaires, ou des générateurs M.H.D.

— Alimentation des réseaux de sécurité, l'énergie continue étant la seule stockable, par accumulateurs notamment.

— Alimentation de moteurs asynchrones à vitesse variable.

— Convertisseurs de fréquence.

b) *Conversion alternatif continu*

— Redresseurs d'électrolyse, électrochimie, électrométallurgie, galvanoplastie.

— Charge de batteries d'accumulateurs.

— Alimentation de moteurs à courant continu à vitesse variable.

c) *Conversion continu-continu*

Ce problème se ramène aux précédents.

Les applications énumérées ci-dessus ont un certain nombre de points communs :

— Puissance à convertir comprise entre quelques kilowatts et 500 kW : le rendement de conversion est donc un facteur à ne pas négliger.

— Equipements industriels et par conséquent, importance de la qualité de service.

— Nécessité d'une régulation ou au moins d'une variation de la puissance.

Pour réaliser ces matériels, le thyristor se trouve être un composant de choix car il permet de transmettre une puissance notable avec un excellent rendement. Quant à la variation de la puissance transmise, elle est obtenue par variation de la durée de la conduction avec blocage naturel à la fin de la demi-période s'il s'agit de puissance alternative avec ou sans redressement. Mais si l'on désire contrôler une puissance continue, par exemple en créant des impulsions d'amplitude constante et de largeur variable, il faut imaginer un artifice d'extinction car le thyristor ne peut se bloquer de lui-même. Ce mode de fonctionnement très particulier conduit à des régimes transitoires extrêmement violents qui rendent difficile une réalisation industrielle.

A titre d'exemple, le présent article décrira un onduleur qui est un convertisseur statique de courant continu en courant alternatif.

Nous nous limiterons à un onduleur destiné à alimenter des ensembles électroniques en tension alternative stable, à l'exclusion des appareils utilisés en alimentation de moteurs à fréquence variable.

Cette tension alternative devant être maintenue, même en l'absence de tension réseau, l'onduleur prélèvera son énergie sur une batterie dont la tension peut varier de $\pm$ 20 % lors d'un cycle de charge et décharge, ce qui entraîne obligatoirement une régulation de tension. Enfin une attention toute spéciale doit être apportée à la forme de l'onde produite, des harmoniques de rang élevé pouvant perturber le fonctionnement des appareils alimentés.

2. Description de l'onduleur

Mis à part les dispositifs classiques de protection et de commutation des énergies, un onduleur comprend essentiellement :

— un circuit de commutation,

— un circuit de régulation et de mise en forme de la tension de sortie,

— des auxiliaires électroniques : pilote, commande de régulation, etc.

2.1. Circuit de commutation

Le circuit (fig. 1) comprend :

— 1 paire de thyristors principaux Th_1 et Th'_1
— 1 thyristor auxiliaire d'extinction Th_3
— 2 paires de diodes dont le rôle sera expliqué ci-après D_1, D'_1 et D_2, D'_2
— 1 transformateur à point milieu
— 2 condensateurs de découplage C et C'
— 1 condensateur réservoir C_1
— 1 transformateur d'extinction T_e
— 1 ensemble R_3C_3 fournissant l'énergie d'extinction.

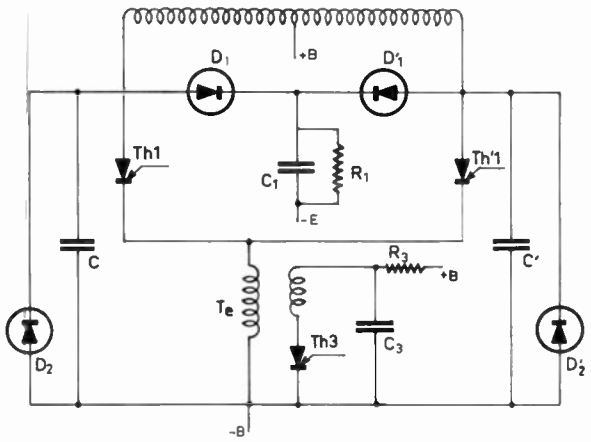


Fig. 1. — Circuit de commutation.

Le circuit élémentaire d'un thyristor principal est donné sur la figure 2. Il fonctionne de la façon suivante :

Au repos, le condensateur C est chargé à la tension d'alimentation et le courant dans la charge est nul.

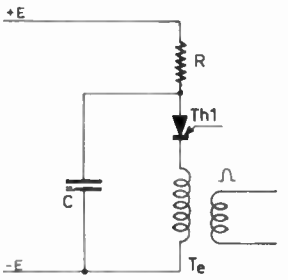
Lorsqu'on provoque l'amorçage du thyristor Th_1 l'anode se trouve portée au potentiel $-E$ (en négligeant la tension d'arc) et le condensateur se décharge dans le thyristor sans engendrer un courant excessif grâce à la self constituée par le secondaire du transformateur T_e.

Le courant circule dans la résistance de charge qui se trouve directement connectée entre $+E$ et $-E$.

Une impulsion d'extinction, d'une durée supérieure au temps de « turn off » du thyristor est alors transmise par le transformateur T_e : cette impulsion rend positive la cathode par rapport à $-E$ tandis que l'anode est provisoirement maintenue au potentiel $-E$ par la capacité C.

Ce thyristor devient non conducteur et la capacité se recharge dans la résistance R dans laquelle le courant devient nul à la fin de la charge de C.

Cette impulsion d'extinction est obtenue à l'aide du montage représenté figure 3.



Circuit élémentaire d'un thyristor

Fig. 2. — Amorçage.

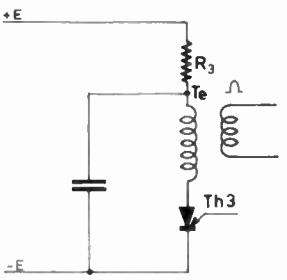


Fig. 3. — Extinction.

Un condensateur C_3 se charge, à travers la résistance R_3, à la tension $+E$. On provoque l'amorçage du thyristor Th_3 et la capacité C_3 se décharge alors dans la self constituée par le primaire de T_e. Cette décharge est semi-oscillatoire et le thyristor Th_3 s'éteint de lui-même dès que le courant dans le thyristor tend à s'inverser et la capacité C_3 se recharge. Au secondaire de T_e, on dispose d'une impulsion dont la durée dépend de la constante de temps du circuit constitué par C_3 et le primaire de T_e.

Dans le schéma final, on utilise deux thyristors principaux et un circuit d'extinction commun. Les résistances de charge R_1 et R_2 sont remplacées par les deux demi-primaires du transformateur alimentant la charge.

Il est à noter :

— que lorsque Th_1 est amorcé et Th'_1 éteint, Th'_1 supporte pendant une demi-période de la fréquence de travail, non pas la tension $+E$, mais la tension $+2E$ car le transformateur principal fonctionne en autotransformateur élévateur ;

— qu'à l'extinction de Th'_1, par exemple, le condensateur C' passe d'une charge nulle à la charge finale $+2E$. Comme cette charge s'opère à travers la self du transformateur principal, elle sera oscillatoire, atteignant $4E$ au premier cycle de cette fréquence parasite, tension répercutée sur le thyristor.

Deux diodes D_1 et D'_1 limitent la tension à 2,3 E environ ; en effet, lorsque les anodes tendent à dépasser ce potentiel, les diodes deviennent alternativement conductrices et chargent la capacité C_1 déchargée dans la résistance R_1. Le potentiel de C_1 ne peut descendre au-dessous de $2E$, valeur finale atteinte par les anodes de Th_1 et Th'_1.

Si la charge est selfique, cette dernière tend à retourner de l'énergie avant la fin de chaque demi-cycle ; cette énergie est récupérée par la batterie grâce aux diodes D_2 et D'_2, : renversant le sens du courant principal, elle éteint, d'ailleurs, le thyristor correspondant.

En résumé, le fonctionnement complet est le suivant :

— amorçage du thyristor Th_1
— extinction par Th_3 du thyristor Th_1
— amorçage du thyristor Th'_1
— extinction par Th_3 du thyristor Th'_1.

Cette solution apporte les avantages suivants :

a) L'amorçage de chaque thyristor principal n'est déclenché qu'après extinction de l'autre, ce qui conduit à la suppression totale des risques d'amorçage simultané, et à la réduction des surtensions et surintensités.

b) Le signal rectangulaire fourni peut ne présenter qu'une durée inférieure à la demi-période réduisant la distorsion et les pertes dans les circuits de mise en forme, car un tel signal peut déjà être calibré pour une valeur $\frac{V_{crête}}{V_{eff}} = \sqrt{2}$.

c) Un défaut de permutation, très hypothétique compte tenu des marges prises sur la puissance d'extinction, n'entraîne pas l'arrêt définitif de l'onduleur car, au cycle suivant, les deux thyristors principaux seront simultanément éteints et l'onduleur reprendra sa marche normale.

2.2. Circuit de régulation

Le but de ce circuit est triple :

a) rendre sinusoïdale la tension de sortie délivrée par le bloc de permutation. Le filtrage est nécessaire car, dans la plupart des cas, l'utilisation peut être alimentée par le secteur : si la forme d'onde est différente dans les deux modes de fonctionnement, il en résulte une variation très grande de l'énergie envoyée dans la charge et, notamment si cette énergie est utilisée sous forme continue après redressement, les tensions redressées peuvent être très différentes.

b) réguler la tension de sortie en fonction des variations de charge ou de tension continue d'alimentation : cette régulation est indispensable même si la charge est constante car l'onduleur doit pouvoir démarrer à vide sans que la tension s'élève de façon exagérée et, de plus, un onduleur fonctionnant, par principe, sur le cycle de décharge d'une batterie, la tension continue varie de ± 15 % environ autour de la tension nominale.

c) séparer la charge du bloc de permutation pour le rendre insensible à toutes les perturbations extérieures qui pourraient entraîner des défauts de permutation.

Ce circuit est constitué par (fig. 4) :

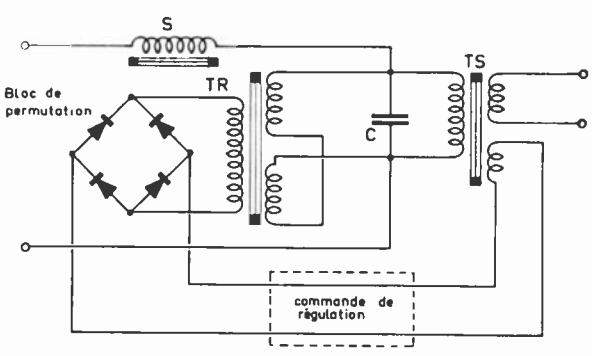


Fig. 4. — Circuit de régulation.

— une self d'accord *S* en série sur la sortie du bloc de permutation,

— un condensateur *C* aux bornes duquel est prélevée la puissance,

— un transformateur de sortie T_s,

— un transducteur *Tr*, en parallèle sur la charge, qui peut être plus ou moins saturé (c'est-à-dire dont l'impédance est plus ou moins faible) en fonction de l'énergie envoyée dans son enroulement de commande.

Cette disposition permet de résoudre l'ensemble des fonctions nécessaires. En effet :

— le circuit accordé série, constitué par *S* et *C*, assure un filtrage efficace même si la charge est nulle, ce qui ne serait pas le cas avec un circuit série, en série avec la charge : si l'appareil est à vide, un tel filtre, fermé sur une impédance infinie, ne joue aucun rôle.

Par contre, avec le schéma adopté, même à vide, le transducteur *Tr* s'accorde avec *C* et est alimenté à travers une impédance : il y a effet de surtension et la tension de sortie est réglée par l'état de saturation de *Tr* qui définit le point de fonctionnement sur la courbe de résonance.

— lorsque la charge croît, la distorsion reste sensiblement constante car la variation de saturation du transducteur fait passer progressivement d'un circuit parallèle à un circuit série amorti, constitué par *S* et *C*.

— si la charge est selfique, on reste toujours accordé, la self de la charge se substituant à celle du transducteur.

— les temps de réponse sont courts car, par exemple, une augmentation de la tension de sortie fait disposer d'un surcroît d'énergie permettant immédiatement une saturation plus importante du transducteur.

— en cas de court-circuit, seule reste en circuit la self *S* qui limite le courant, mais, le bloc de permutation continuant à fonctionner normalement, la puissance totale est transmise sur le défaut : il en résulte une augmentation du courant qui s'élève transitoirement à huit fois l'intensité nominale pendant 20 ms et se stabilise à 2 ou 2,5 I_{nom} jusqu'à disparition du défaut. Ensuite, sans aucune manœuvre, l'onduleur délivre une tension normale : cette caractéristique permet une protection sélective des départs.

2.3. Auxiliaires électroniques

2.3.1. *Pilote*

Ce pilote a pour but de rendre alternativement positive l'une ou l'autre des électrodes de commande des thyristors de puissance assurant la permutation. Il est constitué par un oscillateur spécialement étudié pour obtenir une excellente stabilité en fonction de variations de température et des importantes variations de tensions continues d'alimentation (± 20 % autour de la tension nominale). L'oscillateur est suivi de circuits d'amplification et de mise en forme qui délivrent à leur sortie :

— deux créneaux d'amorçage des thyristors principaux séparés d'une demi-période.

— deux impulsions d'amorçage du thyristor auxiliaire assurant alternativement l'extinction des thyristors principaux.

Il est à remarquer que la fréquence de la tension de sortie étant imposée par l'oscillateur pilote, elle est rigoureusement indépendante de tout facteur extérieur et notamment de la charge : un oscillateur *RC* à 50 Hz permet d'atteindre une précision de 1.10^{-2} et un oscillateur utilisant un quartz à 6 400 Hz suivi de bascules de division apériodiques permet d'atteindre une précision de l'ordre de 1.10^{-6}.

2.3.2. *Commande de régulation*

Ainsi qu'il est dit plus haut, l'organe de régulation proprement dit est un transducteur dont l'enroulement de commande est parcouru par une énergie continue proportionnelle à l'écart existant entre la tension effective de sortie et la valeur nominale de cette tension.

Cette énergie continue de commande est élaborée par un amplificateur délivrant des impulsions de largeur variable et d'amplitude constante, représentant une énergie variable : ce système breveté permet d'utiliser des transistors fonctionnant par tout ou rien.

Le détecteur d'erreur est classique et utilise des diodes Zener pour stabiliser la valeur de référence.

Il est à noter que l'amplificateur emprunte l'énergie de commande du transducteur en totalité au circuit de sortie. Cette caractéristique, jointe au fait que le transducteur est disposé en parallèle sur la charge, permet d'obtenir une régulation très rapide : en effet, lorsque la tension de sortie croît, il en résulte une augmentation de l'énergie entrant dans l'amplificateur, donc dans l'enroulement de commande du transducteur. Cette augmentation de l'énergie de commande tend à saturer le transducteur dont l'impédance décroît en augmentant la charge de l'onduleur, donc en réduisant la tension de sortie, ce qui est le but recherché.

2.3.3. *Equipements complémentaires*

Lorsque plusieurs onduleurs doivent fonctionner en parallèle, il importe que la fréquence délivrée par chacun d'eux soit la même : dans ce cas, il est adjoint aux pilotes un équipement de synchronisation assurant l'égalité de fréquence recherchée par accrochage des fréquences individuelles entre elles.

De plus, différents circuits auxiliaires assurent la protection de l'appareil contre ses défauts éventuels, la surveillance de la tension réseau pour effectuer la mise en marche et la commutation de la charge entre réseau et onduleur, etc.

3. Performances

A) *Puissance*

La puissance maximale d'un onduleur est fonction des caractéristiques des thyristors utilisés, lesquels doivent transmettre toute l'énergie. Compte tenu des semiconducteurs existant actuellement sur le marché (320 A - 800/1 000 V inverses), des marges de sécurité qu'il faut admettre, du rendement et à condition d'éviter l'utilisation de thyristors en série ou en parallèle, mode de fonctionnement très délicat dans un onduleur, la puissance maximale est de l'ordre de 20 kVA sous une tension d'alimentation de 300 V (batterie de 120 éléments plomb en fin de charge).

La mise en parallèle possible d'un nombre quelconque d'appareils permet de s'affranchir de cette limitation.

Notons en passant qu'un onduleur ne délivre qu'une tension monophasée : la production de tension triphasée exige trois appareils avec un pilote central délivrant trois jeux d'impulsions décalés de 120° et munis chacun de leur dispositif de régulation si les phases sont susceptibles d'être déséquilibrées.

B) *Tension de sortie*

— fréquence : généralement 50 ou 60 Hz avec une erreur pouvant être réduite à $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ Hz.

— précision :

- en régime établi : 1 %
- en régime transitoire, l'amplitude maximale de la perturbation est d'environ 4 % pour 10 % de variation de charge ; la perturbation est ramenée à 5 % au bout de 100 ms et à 1 % au bout de 300 ms.

— distorsion : inférieure à 5 % avec un niveau inférieur à 2 ‰ pour les fréquences supérieures à 450 Hz (fig. 5).

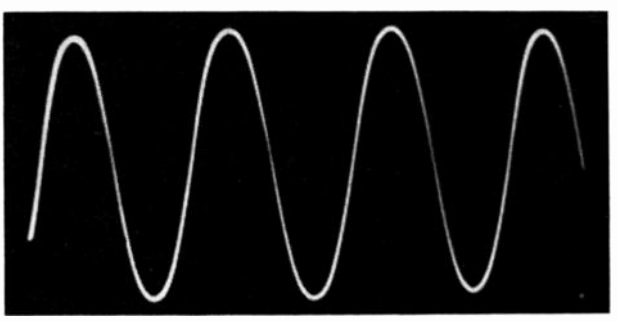


FIG. 5. — Tension de sortie de l'onduleur.

C) *Rendement*

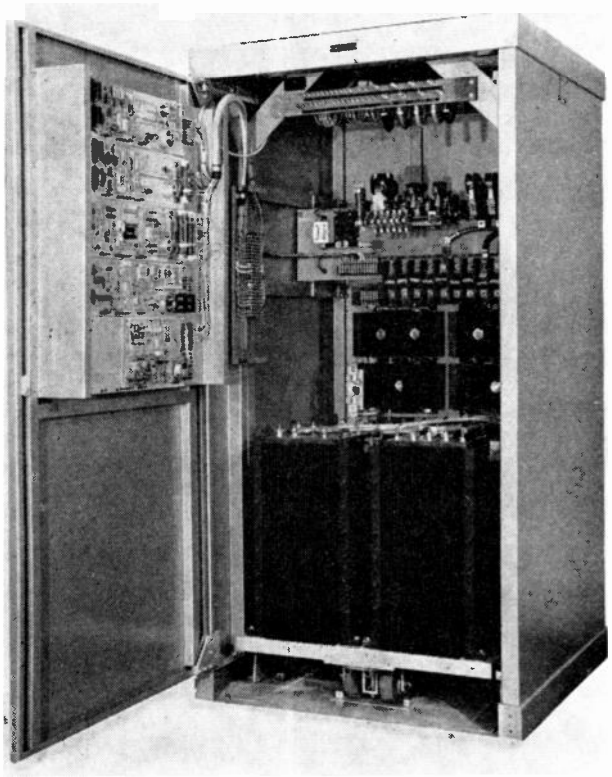
De l'ordre de 80 % pour un appareil de 20 kVA à charge nominale.

D) *Facteur de puissance admissible pour la charge*

Quelconque compris entre 0,1 et 1 selfique.

E) *Présentation* (fig. 6)

Une armoire de $1 \times 1 \times 2$ m contient un onduleur de 20 kVA y compris tous ses dispositifs annexes, notamment protection et commutation.



Conclusion

L'apparition du thyristor a permis le développement de l'onduleur, de plus en plus nécessaire pour répondre aux exigences des équipements électroniques modernes qui ne tolèrent aucune défaillance dans leur alimentation tels que calculateurs, relais hertziens, câbles coaxiaux, etc. Plusieurs centaines d'appareils en service attestent la valeur de ces équipements et la fiabilité que l'on peut attendre des semiconducteurs.

Dans un domaine voisin, l'alimentation de moteurs asynchrones à vitesse variable qui fait appel, elle aussi, à des thyristors en fonctionnement onduleur, des résultats très encourageants sont déjà obtenus, laissant entrevoir un énorme développement de ce type de variateur de vitesse.

On peut dire, à partir de l'ensemble qui vient d'être décrit, que l'avènement du thyristor, par ses qualités propres, autorise des solutions toutes nouvelles pour le contrôle et la conversion de la puissance électrique continue ou alternative.

◀

FIG. 6. — Onduleur de 20 kVA dans son armoire de 1 × 1 × 2 m.

UNE NOUVELLE SOLUTION AU PROBLÈME DE L'INTERRUPTEUR ÉLECTRONIQUE : LE SYMISTOR

PAR

J.-P. BIET

Ingénieur Civil des Télécommunications, Ingénieur-Docteur,
Chef du Service d'Etude de Nouveaux Dispositifs à Semiconducteurs
Centre de Recherches de la C.G.E.

1. Introduction

La grande famille des dispositifs à semiconducteurs s'enrichit sans cesse d'éléments amplificateurs de plus en plus élaborés, supplantant petit à petit les tubes électroniques en raison de leurs performances, de leur fiabilité, de leur prix ou de leur encombrement. Une révolution analogue peut être constatée dans le domaine de la commutation à très faible puissance utilisée pour le traitement de l'information. Si maintenant nous quittons le domaine de l'amplification et de la commutation des signaux et si nous nous proposons, par exemple, de trouver un équivalent à l'interrupteur, ou au relais électromécanique, nous sommes frappés par la faible compétitivité des semiconducteurs classiques. Le choix se limite pratiquement au transistor de puissance et au thyristor. Mais d'une part, les transistors ne permettent pas de contrôler une puissance élevée et de plus, ne possèdent pas de fonction de mémoire. D'autre part, si les thyristors classiques ont une mémoire, ils en possèdent malheureusement trop puisque toute action sur leur électrode de commande est inopérante pour rompre l'état passant, une fois celui-ci installé. Certes, nous avons vu apparaître, depuis quelque temps, des thyristors blocables de type GTO (Gate Turn Off) mais les essais effectués avec ces éléments sont fort décevants car, même en les considérant avec l'indulgence due à des dispositifs récents, il semble que leur principe-même les condamne à des gains de blocage médiocres, surtout à fort courant.

Par ailleurs, un autre reproche peut être formulé à l'égard des transistors ou des thyristors, même de type GTO : c'est de ne commander qu'un seul sens de passage du courant.

Alors que les solutions proposées récemment pour la symétrisation des thyristors classiques ne semblent pas compatibles avec une blocabilité aisée, les dispositifs que nous allons décrire sous le nom de *symistors* pourront posséder simultanément ces deux propriétés fondamentales. De plus, une solution originale de commande, basée sur l'utilisation de « transistors auxiliaires » intégrés au dispositif, permet d'accroître considérablement la sensibilité de commande sans, pour autant, altérer les autres caractéristiques.

Nous allons traiter du problème de la symétrie, ce qui nous amènera à décrire un symistor à émetteurs auxiliaires dans une version non blocable, puis nous aborderons le problème du blocage pour proposer finalement une version du symistor possédant cette dernière propriété.

Dans ce qui suit, nous supposons bien connus les principes régissant le fonctionnement du thyristor classique.

2. Le problème de la symétrie

Un thyristor de type classique, c'est-à-dire constitué de quatre couches, a des comportements radicalement différents pour les deux alternances du courant alternatif. Dans le *régime inverse*, c'est-à-dire correspondant à l'alternance qu'il bloque sans pouvoir basculer, il est facile de faire apparaître *deux transistors imbriqués ayant en commun leurs jonctions émetteur-base*. Dans le *régime direct*, par contre, c'est à *deux transistors imbriqués ayant en commun leurs jonctions collecteur-base* que nous avons affaire : on démontre, aisément, d'ailleurs, que cette disposition est absolument nécessaire pour que le basculement puisse avoir lieu.

Cette constatation étant faite, nous pouvons déjà tirer une première conclusion : la symétrisation de la caractéristique de basculement pourra être obtenue en symétrisant la structure du dispositif, c'est-à-dire en rajoutant une cinquième couche, soit *N*, soit *P*. Supposons par exemple, que nous rajoutions une couche *P*. En nous référant à la figure 1, nous voyons

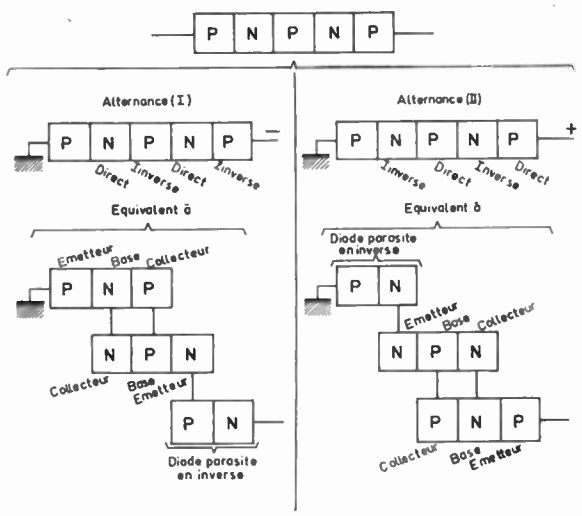


FIG. 1. — Décomposition d'un thyristor « symétrisé » en deux transistors et une diode.

que dans chaque alternance, il est possible de faire apparaître deux transistors imbriqués ayant en commun leur jonction collecteur-base : nous avons donc réalisé pour les deux alternances la condition nécessaire de basculement que nous avions invoquée à propos du thyristor non symétrique. Malheureusement, nous faisons aussi apparaître pour les deux alternances *une jonction supplémentaire parasite polarisée en inverse*. Autrement dit, nous disposons maintenant d'un dispositif basculant pour les deux alternances mais dont la tension résiduelle, à l'état passant, est toujours supérieure à la tension de claquage de la diode parasite (qui « change de place » à chaque alternance ainsi que le montre la figure 1).

La caractéristique *V/I* du dispositif ainsi obtenu a l'allure indiquée à la figure 2. Un tel élément est à

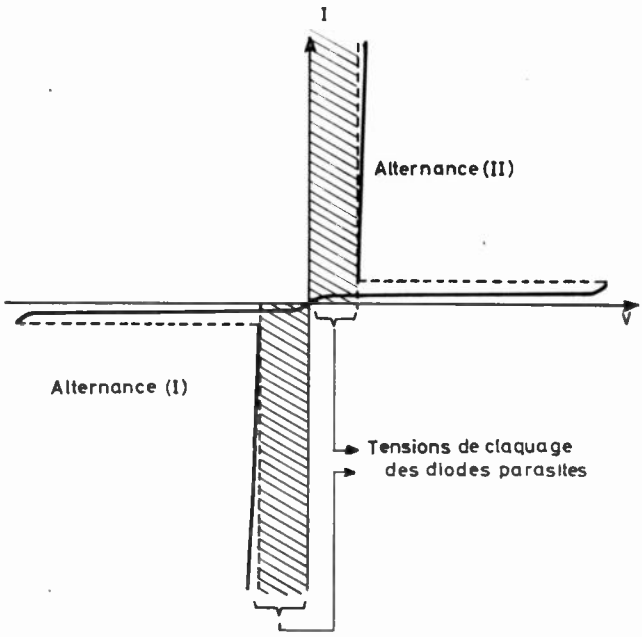


FIG. 2. — Caractéristique *V/I* d'un thyristor « symétrisé ».

rejeter en raison de la puissance élevée dissipée dans le régime passant.

Cependant, comme l'entière responsabilité de l'échec est imputable à la caractéristique inverse de la diode parasite, un remède peut consister à abaisser la tension de claquage de cette jonction à une fraction de volt. Mais il y a lieu de prendre certaines précautions : en effet, la « diode parasite » de l'alternance (I) deviendra un émetteur de transistor à l'alternance (II) et vice versa : il ne faut donc pas que la recherche d'une tension de claquage faible en polarisation inverse, conduise à réaliser une jonction qui ne puisse servir « d'injecteur de porteurs minoritaires » (c'est-à-dire d'émetteur de transistor) lorsqu'elle est polarisée en direct.

Ainsi, le problème de la symétrisation se ramène, en fait, au choix des jonctions extrêmes du dispositif. La solution que nous avons adoptée a eu pour point de départ, la constatation suivante : les caractéristiques désirées sont celles d'un type de diode intermédiaire entre la diode normale et la diode tunnel : la « diode unitunnel » appelée « backward rectifier » dans la littérature anglo-saxonne et utilisée dans certains cas pour la détection linéaire de signaux très faibles. Malheureusement, il y a quelques années, lorsque cette remarque a été faite, les diodes tunnel et unitunnel semblaient vouées uniquement à des petits signaux alors que notre désir était d'y faire circuler des ampères ! Cette limitation provenait du fait qu'à cette époque, il paraissait techniquement impossible de réaliser des surfaces de jonctions compatibles avec le passage de courants élevés pour ce type de diode.

Après différentes tentatives, la solution finalement adoptée met en œuvre une technique d'évaporation sous vide suivie d'un alliage rapide. L'équipement est rendu complexe par la nécessité d'évaporer simultanément deux « dopants », l'aluminium et le bore, dans des proportions extrêmement précises, ce qui impose une détection des flux évaporés et un asservissement des alimentations des canons à électrons chargés de l'évaporation des dopants (*). La caractéristique *V/I* obtenue est conforme à la figure 3. Nous avons fait apparaître sur la même figure les caractéristiques d'une diode normale et d'une diode tunnel puisque la diode unitunnel est intermédiaire entre ces deux types de jonctions.

Il est à noter que la solution décrite ci-dessus diffère fondamentalement de celle qui a été choisie pour les dispositifs proposés aux Etats-Unis sous les noms de TRIAC ou BISWITCH. Cette solution consiste à choisir comme jonctions extrêmes du dispositif deux diodes de type normal que l'on court-circuite partiellement. Si nous assimilons le court-circuit partiel à la mise en parallèle sur la jonction d'une résistance de valeur *R* (ce qui n'est pas tout à fait exact), nous concevons que l'optimisation du court-circuit a un caractère très critique : trop faible, la résistance *R*

(*) Pour plus amples renseignements concernant cette installation, voir revue *Le Vide*, n° 104, mars-avril 1963, pages 180 à 184.

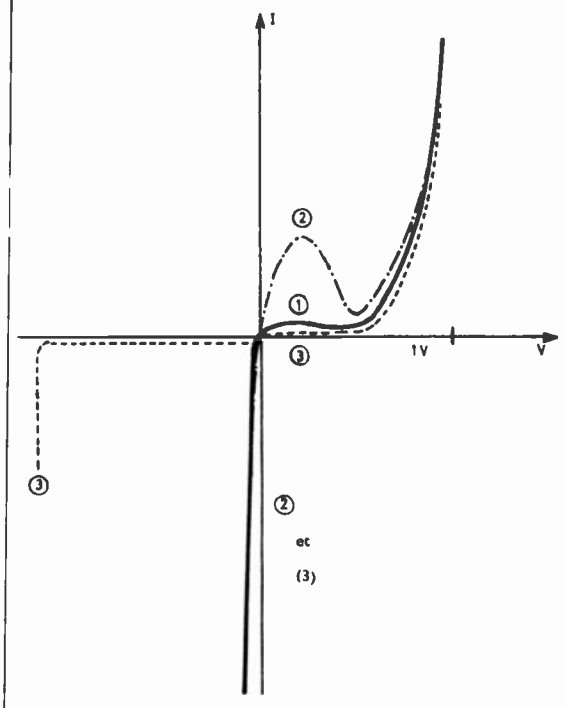


FIG. 3. — La diode unitunnel 1, intermédiaire entre la diode tunnel 2 et les jonctions normales 3.

supprime l'injection lors de la polarisation directe ; trop élevée, elle n'entraîne plus l'effet désiré de réduction de la tension inverse.

3. Symistor à émetteurs auxiliaires en version non blocable

Si nous nous référons au thyristor symétrique de la figure 1, nous voyons qu'il est possible de commander l'amorçage de l'élément, par exemple en agissant sur une électrode de commande connectée sur la couche *P* centrale : on a accès de la sorte à la base du transistor *NPN* qui participe d'ailleurs au fonctionnement du dispositif pour les deux alternances.

Malheureusement, cette solution peut être difficile d'emploi, le potentiel de la couche *P* étant soumis à des écarts alternatifs pouvant atteindre plusieurs centaines de volts. Cependant, n'abandonnons pas cette possibilité de commande sans avoir analysé son mécanisme : la raison d'être de l'électrode supplémentaire connectée sur la couche *P* est de fournir la base du transistor *NPN* en porteurs majoritaires,

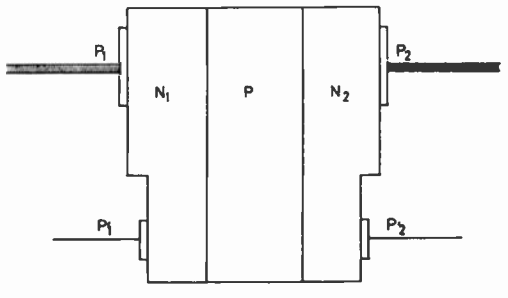


FIG. 4. — Le symistor à émetteurs auxiliaires.

c'est-à-dire en trous. Mais pour envoyer des trous dans la couche *P*, le contact direct n'est pas la seule solution : on peut songer à les « émettre à distance » quitte à ce qu'ils « transitent » à travers une couche *N* suffisamment fine. C'est cette idée qui a constitué le point de départ du montage de la figure 4. Les deux électrodes de commande sont connectées à des couches P'_1 et P'_2 supplémentaires que nous appelons *émetteurs auxiliaires*. Si à un certain moment, on polarise la couche P'_1 *positivement* par rapport à la couche P_1, la jonction P'_1N_1 se polarise en direct et la jonction P_1N_1, en inverse. Si nous ne perdons pas de vue que, *par construction*, la jonction P_1N_1 se présente, sous polarisation inverse, comme équivalente à une résistance très faible, nous voyons apparaître un transistor nouveau P'_1N_1P dont l'émetteur est la couche P'_1 et dont le contact de base est assuré par la jonction P_1N_1 : ce transistor auxiliaire, de gain élevé, va envoyer des trous dans la couche *P* (après transit dans la couche N_1) de façon tout aussi efficace que si l'on avait eu un contact direct sur la couche *P* centrale. De plus, si l'on s'arrange pour que le transistor auxiliaire ait un gain élevé, on bénéficie d'une préamplification supplémentaire à la commande.

Sur la figure 4, nous avons fait figurer deux transistors auxiliaires P'_1N_1P et P'_2N_2P, un pour chaque alternance. Mais il faut constater que ces deux transistors ont, en fait, le même rôle : envoyer des trous dans la couche *P* centrale et cela indépendamment de l'alternance considérée. Mais alors pourquoi conserver deux transistors auxiliaires lorsqu'un seul suffirait à approvisionner la couche *P* centrale ? L'expérience montre qu'il est effectivement possible de faire basculer le symistor, quelle que soit la polarité de l'alternance, à l'aide d'un seul émetteur auxiliaire et cette propriété a été dénommée « effet vis-à-vis ». Il se peut néanmoins que certains utilisateurs de symistors préfèrent conserver une électrode de commande distincte pour chaque alternance.

4. Le problème du blocage commandé (*)

Nous allons provisoirement dissocier ce problème de celui de la symétrie de façon à lui conférer plus de généralité. La quasi-impossibilité de « désamorcer » un thyristor classique, une fois qu'il est dans son état passant, est suffisamment connue pour qu'il soit inutile d'indiquer ici les inconvénients que cela entraîne pour son utilisation.

Nous avons rappelé dans le chapitre 1 qu'*un thyristor peut être assimilé à deux transistors imbriqués ayant en commun leur jonction collecteur-base*. Cette représentation est également valable pour le symistor à condition de préciser l'alternance considérée de la tension.

Dans les technologies connues jusqu'ici, le gain α en montage base commune d'un transistor isolé ou

(*) Une partie de l'étude concernant la blocabilité du symistor a été effectuée sous contrat de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais.

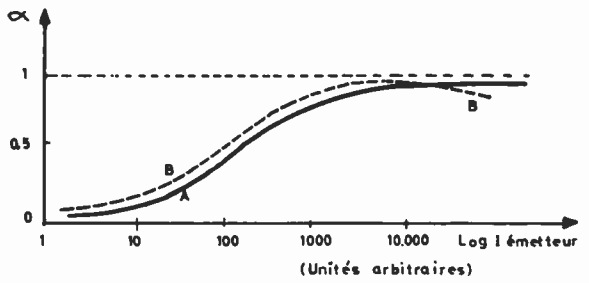


FIG. 5. — Les courbes de gain en courant $\alpha(I_e)$ habituellement obtenues par les transistors.

appartenant à un thyristor, a l'allure indiquée à la figure 5 (courbe A) c'est-à-dire que α tend vers 1 lorsque l'on augmente le courant I traversant le transistor. Dans certains cas, à courant élevé, on observe une légère décroissance de α (courbe B en tirets) mais celle-ci est assez faible et de toutes façons α conserve une valeur élevée, de l'ordre de 0,8 à 0,9 par exemple.

Cela étant posé, revenons au principe du thyristor : on peut montrer aisément que son mode de fonctionnement est essentiellement lié à la valeur de la somme des gains des transistors constituants soit $\alpha_1+\alpha_2$. Les courbes $\alpha(I)$ des deux transistors ayant par exemple les allures classiques indiquées à la figure 6, nous avons

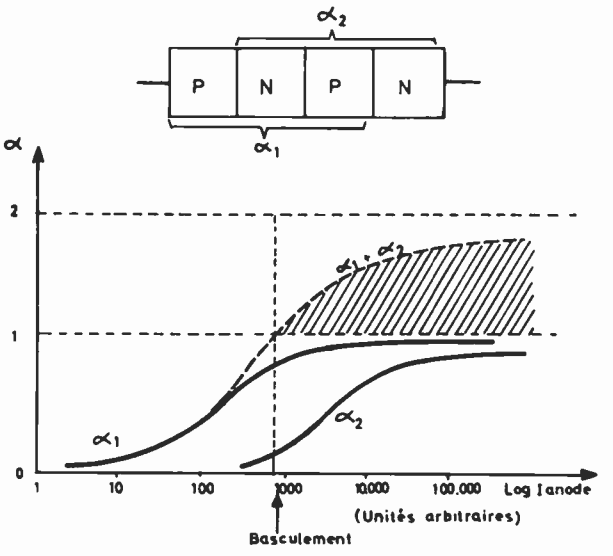


FIG. 6. — Composition des courbe de gain des transistors imbriqués constituant les thyristors classiques.

tracé la courbe $\alpha_1+\alpha_2$. Cette courbe coupe la droite $\alpha = 1$ au point qui correspond au basculement.

En effet, lorsque le total des gains α des transistors est égal à 1, il est facile de se rendre compte de l'établissement d'un régime « d'alimentation mutuelle » des deux transistors. A la figure 7, nous avons décalé le *PNP* et le *NPN* pour plus de clarté.

Si nous négligeons le courant de commande, le courant I entrant par une des deux électrodes principales est égal au courant I sortant par l'autre. Notons que, d'après la définition même du gain en courant α, le courant collecteur du transistor *PNP* est égal à $\alpha_1 I$: c'est lui qui fait office de courant de base pour le transistor *NPN*, qui à son tour apporte son courant collecteur $\alpha_2 I$ comme courant de base au transistor *PNP* (il ne faut pas oublier que le courant $\alpha_2 I$ est formé d'électrons dont le sens de parcours est inverse du sens conventionnel du courant utilisé à la figure 7). Cette alimentation mutuelle est suffisante pour que les deux transistors n'aient plus besoin d'un apport extérieur de courant de base par l'électrode de commande ; en fait, le rôle du courant de déblocage a été justement d'amener les deux transistors imbriqués à un régime d'alimentation mutuelle mais, ce régime atteint, le courant de déblocage n'est plus d'aucune utilité. Ce que nous venons de dire est valable lorsque $\alpha_1+\alpha_2 = 1$ Mais, d'après la figure 6, nous voyons bien que cette égalité n'est réalisée que pour une seule valeur du courant anodique. Donc, lorsque ce dernier est amené à croître, soit par une élévation de la tension d'alimentation, soit par une diminution de la résistance de charge, le total $\alpha_1+\alpha_2$ dépasse l'unité. Nous entrons dans un régime de « suralimentation mutuelle » des deux transistors. Or, il est bien connu qu'un transistor suralimenté en courant de base se polarise au point de son réseau de caractéristiques correspondant à la tension minimale à ses bornes (transistor « saturé »).

L'effet de la suralimentation mutuelle du thyristor va donc être de placer les transistors constituants, en régime de saturation : la tension aux bornes du thyristor va alors descendre à une valeur très faible, de l'ordre du volt, caractéristique de son état passant.

Or, par définition, le problème du blocage commandé consiste à interrompre l'état passant c'est-à-dire à perturber, par une action extérieure, le régime d'alimentation mutuelle dont le thyristor est le siège. Il suffit, en principe, de placer une électrode sur l'une ou l'autre des deux couches centrales du dispositif de façon à dériver vers l'extérieur une partie du courant d'une des deux branches de la boucle d'alimentation mutuelle telle que nous l'avons représentée à la figure 7. On conçoit que cette action perturbatrice sera d'autant plus difficile — voire même impossible — que la suralimentation sera plus grande. Comme il est possible de chiffrer la suralimentation, à un courant anodique donné, par la différence $\alpha_1+\alpha_2-1$, nous voyons, en nous reportant à la figure 6, que la difficulté de blocage commandé peut être représentée par l'aire hachurée comprise entre la courbe $\alpha_1+\alpha_2$ et la droite $\alpha = 1$.

Le problème de la blocabilité consiste donc à diminuer l'importance de cette aire hachurée. La solution

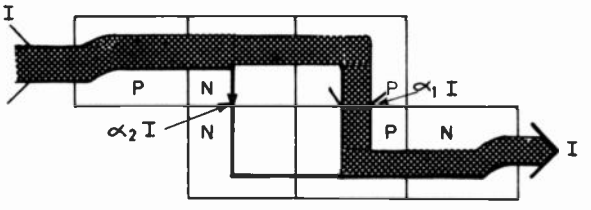
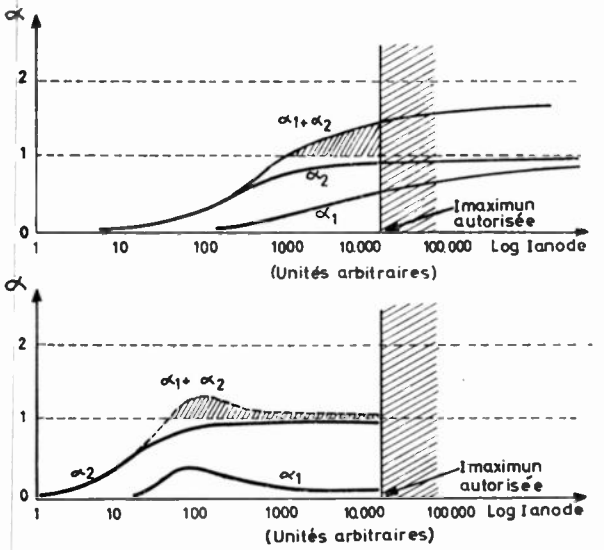


FIG. 7. — Mise en évidence du régime d'alimentation mutuelle dont le thyristor est le siège après son basculement.



Composition des courbes de gain.
FIG. 8. — (en haut) : Gate Turn Off.
FIG. 9. — (en bas) : symistor blocable.

communément indiquée jusqu'ici et déjà concrétisée par quelques dispositifs commercialisés sous le nom de GTO (Gate Turn Off) est de s'arranger pour que la croissance des α soit la plus lente possible jusqu'au courant nominal (fig. 8).

Une telle solution consiste, en fait, à retarder la croissance exagérée de $\alpha_1+\alpha_2$ de façon à ce que la valeur 1,8, par exemple, ne soit atteinte qu'à deux ou trois fois le courant maximal admissible à l'anode. Mais de fâcheuses contreparties découlent de cette solution en ce qui concerne, par exemple, la sensibilité au déblocage, la tension de maintien en régime passant, etc.

On peut comprendre maintenant l'intérêt qu'il y aurait à associer, pour faire un thyristor, un transistor de technologie normale (α_2) et un transistor dont le gain α_1 décroisse avec le courant (fig. 9) : l'aire hachurée serait alors très réduite et il est même concevable que le blocage soit aussi aisé, sinon plus, pour les forts courants anodiques que pour les plus faibles.

Dans le chapitre 2, nous avons vu qu'une solution possible à la symétrie consiste à conférer aux jonctions extrêmes de la structure une caractéristique de « diode unitunnel ». Or, une telle jonction, utilisée comme émetteur de transistor, possède des propriétés d'injection limitée dues à son mode de réalisation technologique lui conférant une courbe de gain conforme à la courbe α_1 de la figure 9.

Nous arrivons donc à une conclusion très importante : *les jonctions de type unitunnel permettent*, pour des raisons fondamentalement différentes d'ailleurs, *de résoudre simultanément le problème de la symétrie et celui du blocage commandé.*

5. Symistor blocable à émetteurs auxiliaires

Malgré la conclusion énoncée ci-dessus, il est très possible de réaliser, en utilisant la technologie des jonctions unitunnel, un thyristor blocable mais non symétrique. Les applications en courant continu, en particulier, n'utilisent que la première de ces deux possibilités. Il est donc envisagé que, dans un avenir proche, la famille des symistors donne naissance paradoxalement à un élément non symétrique mais blocable.

Nous allons cependant décrire, dans le présent chapitre, un dispositif possédant à la fois les deux propriétés de symétrie et de blocabilité.

Le chapitre précédent a été consacré au problème fondamental de la blocabilité à savoir : conférer à la somme des gains en courant des transistors, une certaine loi de variation en fonction du courant anodique, de façon à rendre opérante une action électrique d'origine extérieure, tendant à interrompre le régime d'alimentation mutuelle.

Posons-nous maintenant la question de savoir où cette action extérieure doit être exercée. Il est facile de se rendre compte qu'il est préférable d'attaquer la base du transistor ayant le gain le plus élevé au courant considéré, pour la simple raison que c'est à cet

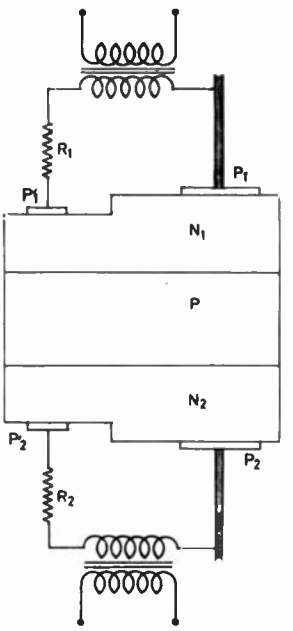


FIG. 10. — Symistor blocable à émetteurs auxiliaires.

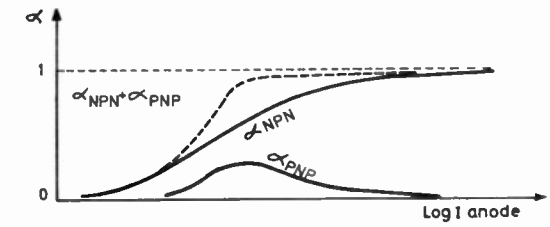
endroit que la boucle d'alimentation mutuelle correspond au courant le plus faible. Dans le cas du symistor, cela nous conduirait à connecter l'électrode de commande sur la couche *P* centrale, solution qui présente néanmoins des difficultés comme nous l'avons indiqué au chapitre 3.

C'est ici aussi l'utilisation des émetteurs auxiliaires qui va nous permettre de lever cette objection, moyennant une légère adaptation des principes du chapitre précédent.

Une représentation schématique d'un symistor blocable à émetteurs auxiliaires est donnée à la figure 10. Cette fois-ci, nous avons joué sur la technologie des transistors de façon à ce que *la somme des gains s'approche le plus près possible de l'unité mais par valeur inférieure* (fig. 11).

Evidemment, un tel élément ne peut basculer sans l'aide des émetteurs auxiliaires. Pour qu'il puisse y

Courbes de gain du symistor blocable à émetteurs auxiliaires.



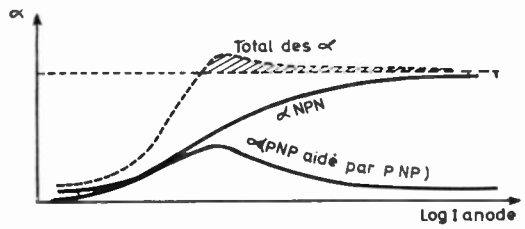


FIG. 11. — Cas des émetteurs auxiliaires déconnectés.
FIG. 12. — Cas du montage de la figure 10.

arriver, il suffit d'ajuster les résistances R_1 et R_2 de façon à dériver une partie du courant des transistors PNP dans les transistors auxiliaires correspondants P'_1N_1P ou P'_2N_2P : cela revient à augmenter artificiellement le total des gains de la figure 11, de façon à ce qu'il dépasse légèrement l'unité (fig. 12).

Par l'ajustage des résistances R_1 et R_2, on arrive

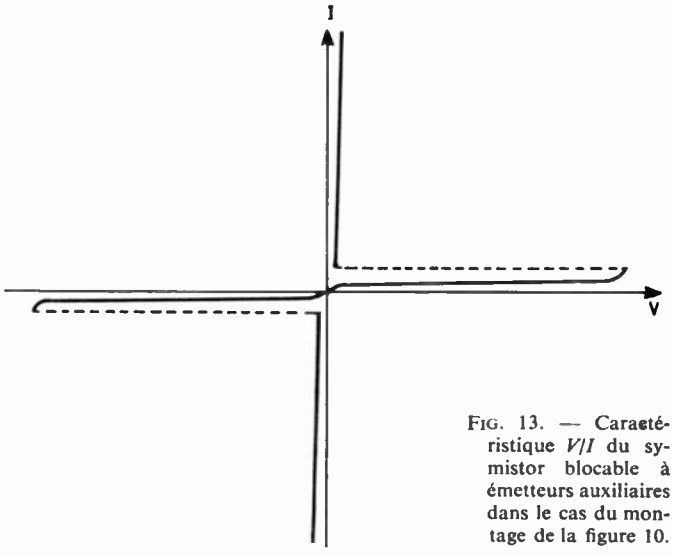


FIG. 13. — Caractéristique V/I du symistor blocable à émetteurs auxiliaires dans le cas du montage de la figure 10.

donc, en l'absence d'impulsions de commande, à un dipôle ayant la caractéristique connue des symistors (fig. 13). Il suffit, pour commander le déblocage,

	Alternance I	Alternance II
Transistors "actifs"	$P_1\ N_1\ P$ $N_2\ P\ N_1$	$P_2\ N_2\ P$ $N_1\ P\ N_2$
Transistor auxiliaire	$P'_1\ N_1\ P$	$P'_2\ N_2\ P$
Commande du déblocage	Polariser positivement P'_1 par rapport à P_1 ou P'_2 par rapport à P_2 (effet vis-à-vis)	
Commande du blocage	Polariser P'_1 négativement par rapport à P_1	Polariser P'_2 négativement par rapport à P_2

FIG. 14. — Tableau récapitulatif du fonctionnement du symistor blocable à émetteurs auxiliaires.

d'envoyer sur l'enroulement du transformateur une impulsion polarisant positivement l'émetteur auxiliaire par rapport à la couche P correspondante : cela augmente la contribution du transistor auxiliaire, donc le total des gains qui devient supérieur à un et provoque le basculement. Par contre l'envoi, pendant le régime passant, d'une impulsion de polarité négative sur l'émetteur auxiliaire élimine provisoirement la contribution de celui-ci ; la somme des gains est alors donnée par la figure 11 : comme elle est inférieure à un, l'élément ne peut subsister dans l'état passant et se bloque. Le symistor blocable à émetteurs auxiliaires présente de nombreux avantages, en particulier en ce qui concerne la sensibilité de commande et la possibilité d'ajustage des performances par la valeur des résistances R_1 et R_2.

Par rapport au symistor à émetteurs auxiliaires non blocable présenté au chapitre 3, il est à noter que « l'effet vis-à-vis », utilisable pour ce type d'élément, perd de son intérêt en ce qui concerne la version blocable. En effet, si le déblocage peut être provoqué pour les deux alternances à partir de l'un ou de l'autre des deux émetteurs auxiliaires, le blocage, par contre, ne peut être commandé que par le jeu de l'émetteur auxiliaire correspondant à l'alternance considérée. Donc contrairement à ce qui avait été annoncé pour la version non blocable, le symistor décrit dans ce chapitre aura obligatoirement deux électrodes de commande.

Le tableau de la figure 14 résume le fonctionnement de ce type d'élément (notations de la figure 10).

Sur le plan des réalisations de dispositifs, toute l'expérimentation et la vérification des interprétations théoriques du comportement des symistors données au cours de cet article, ont été faites sur des plaquettes de silicium permettant des courants nominaux de l'ordre de 10 A et des tensions de basculement jusqu'à 400 V.

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE ORDINAIRE

du 27 janvier 1965

La Séance est ouverte à 17 h 30 à l'Amphithéâtre PAUL JANET de l'Ecole Supérieure d'Electricité, sous la présidence de M. L. BRAMEL de CLÉOULX.

RAPPORT DU TRÉSORIER

présenté par M. MOULON

Comptes d'exercice pour la période du 1er janvier au 31 décembre 1964

RECETTES

1° Cotisations 1964 et antérieures		80 054,05
2° Cotisations en avance		3 085,00
3° Remboursement de divers		3 792,50
4° Intérêts et agios		210,64
		87 142,19
Colloques : Quantique 1963	370,00	6 370,00
Nucléaire 1963	6 000,00	
		93 512,19
Excédent des dépenses sur les recettes		58 525,50
		152 037,69

DÉPENSES

1° Frais de Secrétariat		55 772,13
2° Frais de réunions		29 373,61
3° Groupes régionaux		3 285,00
4° U.S.A.S.I.F. 1964		2 054,50
5° Onde Electrique		10 995,76
6° Matériel		1 578,80
7° Banquet annuel		720,00
8° Voyage à Moscou 1964		1 158,95
9° Bons du Trésor		39 900,00
10° Divers		1 712,66
		146 551,41
Colloques ou Congrès :		
Tubes 1964	2 635,98	5 486,28
Mémoires 1965	2 541,60	
— —	308,70	
		152 037,69
En caisse au 31 décembre 1963		34 264,43

Report		34 264,43
se décomposant en CCP	12 620,66	
Banque	13 434,97	
Espèces	792,04	
Avoir	7 416,76	
Excédent des sorties sur les entrées		58 525,50
En caisse au 1er janvier 1964		92 789,93
se décomposant en CCP	36 734,77	
Banque	50 704,70	
Espèces	1 139,46	
Avoir	4 211,00	

CCP 16 499-29

Utilisé par le colloque Mémoires : Avoir 1 078,72

CCP 13 44 37

En attente : Avoir 2 829,53

BILAN

ACTIF

— Frais de constitution	0,01
— Emprunt 3,5 % 1952	4 200,00
— Bons du Trésor	80 000,00
— Fond de roulement pour colloques	3 908,25
— En caisse	34 264,43
	122 372,69

PASSIF

— Réserve statutaire	18 320,00
— Provision colloques	3 908,25
— Cotisations en avance	3 085,00
— Provision annuaire	20 000,00
— Résultat du colloque nucléaire	6 000,00
— Réserves	71 059,44
	122 372,69
Augmentation des réserves dues à l'exercice 1964	510,70
Anciennes réserves	70 548,74
Nouvelles réserves	71 059,44
Résultat du colloque nucléaire	6 000,00
Réserves réelles	77 059,44

COMMENTAIRES

COMPTES

Le poste cotisations en avance est beaucoup moins élevé que les années passées parce que les cotisations n'ont pas été appelées tant que le nouveau montant des cotisations n'a pas été approuvé.

Cette année nous n'avons pas reçu de subvention du Ministère de la Défense Nationale comme les années passées.

Le Colloque Nucléaire s'est soldé par un résultat positif de 6 000 F figurant aux Recettes. Les dépenses de 5 486,28 F pour colloques ou congrès correspondent à des dépenses de secrétariat prises en charge par la Société en dehors des comptes des congrès.

Les « Avoirs » figurant dans les comptes représentent des remboursements de frais dus à l'envoi de l'Onde Electrique, qui sont pris en charge par les Editions Chiron.

BILAN

L'actif a sensiblement diminué par rapport à l'an dernier en raison du non-appel des cotisations. Le colloque Nucléaire n'ayant pas eu lieu en 1964, le résultat (positif) ne figure pas dans les réserves afin de ne pas fausser le résultat de l'année.

L'Annuaire (à paraître en janvier 1965) correspond à une grosse dépense tous les deux ans, qu'il est d'usage de répartir sur chaque exercice au moyen d'une provision.

Il résulte de l'examen du Bilan que l'année 1964 est, financièrement parlant, à peine équilibrée (+ 500 F), alors que l'accroissement des réserves en 1963 s'élevait à 21 800 F.

Les frais de secrétariat et d'Onde Electrique, pour ne citer que ceux-là, sont très probablement destinés à s'accroître en 1965, aussi une augmentation du montant des cotisations est apparue souhaitable au Bureau de la Société.

COMPTE RENDU DES COMMISSAIRES AUX COMPTES

présenté par
MM. L. Boithias, L. Goussot, J. Oswald

Mesdames, Messieurs,

En application des décisions de l'Assemblée Générale en date du 30 janvier 1964, nous avons examiné les comptes de notre Société pour l'exercice qui se termine.

L'examen détaillé que nous avons fait avec le concours de notre Secrétaire Général et de notre Trésorier nous a permis de juger de la bonne tenue de la comptabilité de notre Société. En particulier notre Trésorier nous a apporté des explications parfaitement satisfaisantes sur la diminution par rapport à 1963 du poste cotisations en avance qui a pour conséquence une diminution importante de l'encaisse en actif.

Les comptes font apparaître une augmentation très faible des réserves et parallèlement une augmentation des dépenses dues à la hausse des frais de secrétariat et de réunion ainsi que des frais de l'Onde Electrique malgré un effort particulier des Editions Chiron.

La gestion des comptes nous apparaît comme parfaitement saine, mais en raison de nouvelles dépenses qui pourraient être rendues nécessaires soit par le développement de notre Société soit par la réduction de l'aide indirecte que nous apporte actuellement l'Ecole Supérieure d'Electricité, un accroissement des ressources est souhaitable.

Nous vous proposons d'approuver les comptes de l'exercice 1964 tels qu'ils vous ont été présentés par notre Trésorier M. Moulon et de lui adresser, ainsi qu'à notre Secrétaire Général M. Cabessa et au personnel du secrétariat, vos félicitations et vos remerciements.

RAPPORT MORAL

présenté par M. R. Cabessa, Secrétaire Général

Monsieur le Président,
Mes Chers Collègues,

Chaque année le rapport moral est l'occasion pour les membres de votre Conseil et du Bureau de la Société de faire leur examen de conscience et de se demander : les progrès sont-ils satisfaisants, mais aussi ne faut-il pas modifier notre action pour suivre l'évolution de la technique ?

Examinant l'œuvre accomplie en 1964 nous ne pouvons nous plaindre des résultats obtenus. Au tout premier plan nous devons mettre l'activité de nos sections d'études dont les Présidents ont poursuivi l'effort amorcé dès la fin 1962 à la suite de la réorganisation de nos Sections.

9 réunions générales, 12 demi-journées d'études et 20 réunions de Section en 1964 auxquelles s'ajoutent les réunions de province organisées par nos 7 actifs Présidents de Groupes Régionaux. Ces chiffres montrent par eux-mêmes l'activité de notre Société. Cette année encore nous voyons s'affirmer le succès de nos demi-journées d'études traitant des sujets suivants : transistorisation des téléviseurs, les problèmes de propagation à l'U.R.S.I., la fiabilité des transistors, les transmissions de données, les couches minces, la microélectronique, la 2e chaîne de TV, l'interaction entre plasmas et faisceaux, les problèmes d'antenne. Elles ont chaque fois réuni un public nombreux qui a largement rempli le grand amphithéâtre de l'Ecole Supérieure d'Electricité. Faisant le point sur des sujets d'actualité en évolution, elles constituent de véritables sessions de recyclages auxquelles participent un grand nombre d'ingénieurs spécialistes. Certaines d'entre-elles ont été précédées ou suivies de réunions générales traitant des mêmes sujets et destinées à un public moins spécialisé. Signalons parmi elles la très brillante conférence sur les transmissions de données, faite par M. G. Goudet, que nous proposons à vos suffrages au poste de Président pour 1966.

Cette année, renouant avec une tradition interrompue depuis quelques temps, des visites ont permis d'illustrer les conférences. Parmi elles, citons la visite du Centre d'Etudes Nucléaires de Cadarache, celle de Pleumeur-Bodou organisée à deux reprises, qui, outre leur grand intérêt technique, ont permis à nos membres de Paris de prendre contact avec nos collègues de province.

Notre congrès annuel, tenu en septembre 1964, a connu un très grand succès. Organisé sous la présidence de M. Piquendar, en commun avec la S.F.I.T.V. sous le patronage de la F.N.I.E. avec la présidence effective du Ministre de la Recherche Scientifique, M. Palevsky ; il était consacré aux tubes pour hyperfréquences et s'est déroulé dans l'enceinte de l'Ecole Polytechnique, satisfaisant ainsi au vœu des congressistes désireux de se retrouver dans une ambiance de séminaire soustraite aux influences extérieures. C'est maintenant devenu une tradition établie de tenir annuellement ce congrès dans un des 4 ou 5 pays européens actifs dans ce domaine. Le 1er congrès s'est tenu à Paris en 1959, le 2e à Londres, le 3e en Allemagne, le 4e en Hollande et, à nouveau cette année, le 5e congrès s'est tenu en France, avec la participation de 770 congressistes appartenant à 20 pays et la présentation de 135 communications, ce qui est certainement une limite à ne pas dépasser. Le succès scientifique de ce congrès est certainement dû, en grande partie, à l'organisation d'exposés de synthèse le 1er jour par des spécialistes internationaux, et à la présentation de résumés des sessions par les rapporteurs, le dernier jour.

Le Conseil remercie en votre nom le Comité d'Organisation, et particulièrement son Président, M. Piquendar, et ses deux secrétaires, M. Baylac et Madame Durand, ainsi que la Compagnie Française Thomson-Houston qui a apporté une aide matérielle importante. Remercions également la F.N.I.E. qui, en supportant l'inévitable déficit de ce congrès, en a permis l'existence.

Une réunion générale présentée par M. Piquendar et tenue le 2 décembre 1964 a fait le point des récents progrès scientifiques mis en lumière par ce congrès. Et déjà se prépare activement notre prochain congrès sur la Technique des Mémoires, prévu en avril 1965, dont M. Sueur a bien voulu accepter d'assurer la présidence du Comité d'Organisation.

Autre élément important du rayonnement de notre Société : l'Onde Electrique a encore progressé cette année. C'est maintenant un important numéro de 100 pages de textes en moyenne que nous recevons chaque mois et nous avons bon espoir de pouvoir améliorer le niveau scientifique de la revue en y faisant paraître des articles de synthèse, préparés par des hautes personnalités scientifiques, remis en forme et présentés par des spécialistes de rédaction de façon à consacrer enfin le niveau international de notre revue dont le rayonnement à l'étranger doit s'affirmer.

Ce succès a entraîné des mesures correspondantes. Absorbé de plus en plus par le travail de laboratoire du C.N.E.T., M. J.-P. POITEVIN, notre dévoué rédacteur en chef depuis 3 ans, a dû renoncer à sa tâche. Remercions-le d'avoir, jusqu'au dernier moment, consacré toute l'énergie nécessaire à la préparation de l'Onde Electrique. Il n'était plus possible de trouver un ingénieur capable d'assumer cette charge en plus de ses obligations professionnelles et votre conseil a décidé de confier désormais les fonctions de rédacteur en chef de l'Onde Electrique à un collaborateur à plein temps : M. DUSAUTOY, ingénieur électricien, qui a déjà fait preuve de sa compétence et de son activité en sortant à l'heure et sans douleur tous les numéros de l'Onde Electrique à partir du 1er octobre 1964.

Tous ces résultats satisfaisants font maintenant partie de la tradition bien établie de notre Société, mais nous devons aussi nous demander : qu'avons-nous fait pour renouveler le cadre de notre action par des vues nouvelles ?

Nous avons entrepris un effort pour étendre notre influence à l'étranger. Envois de collections d'Onde Electrique aux universités et aux conseillers culturels en accord avec le ministère des Affaires Culturelles. Des jalons ont été posés dans deux pays : le Canada et l'Espagne, et nous espérons qu'en 1965 nous aurons notre premier groupe étranger, preuve du rayonnement international de notre technique.

Nous vous avons annoncé, l'année dernière, que des conversations étaient en cours entre la S.F.E. et la S.F.E.R. pour étudier un projet de fusion entre nos deux sociétés. Un comité des sages, composé d'anciens présidents de nos sociétés, s'est réuni tout au long de l'année 1964 et a établi un rapport suggérant une période préliminaire de rodage pendant laquelle les deux organisations se rapprocheraient étroitement par l'organisation de réunions communes à l'échelon société, sections ou groupes de provinces, créant ainsi les conditions favorables à une intégration plus poussée.

D'autres actions peuvent et doivent être envisagées car une société doit se renouveler pour se développer et les suggestions de tous nos membres nous seraient utiles et seront étudiées par notre Bureau.

Conséquence inévitable de notre développement, que je suis sûr approuveront tous nos adhérents, nous devons augmenter le taux de la cotisation, de 30 à 40 F, et majorer dans les mêmes proportions les taux réduits et les taux d'adhésion des sociétés. Déjà, en plus de notre fidèle secrétariat permanent, composé de Mlle MAILLOCHON et de deux assistantes, nous avons dû, avec l'aide des Editions CHIRON, prévoir un rédacteur en chef appointé. Demain, de nouvelles charges peuvent surgir, et nous ne devons pas oublier que nous n'avons péniblement équilibré notre budget en moyenne cette année que grâce aux conditions exceptionnellement favorables que nous procure l'Ecole Supérieure d'Electricité. Pour développer notre société, en conservant notre indépendance, nous sommes conduits à demander une contribution accrue à chacun, contribution qui reste cependant inférieure à celle demandée par toutes nos sociétés sœurs.

Parlons maintenant des hommes qui font progresser la technique et dont le renouvellement périodique conduit à une participation élargie de nos membres les plus éminents à la vie de notre société.

Trois présidents de section voient leurs mandats renouvelés :

M. Maurice BERNARD, chef du Départ. P.C.M. au C.N.E.T., a succédé à M. Robin à la tête de la 2e section « Etudes scientifiques générales ».

M. DELVAUX, Ing. en Chef à la C.F.T.H. remplace, à la tête de la 8e section « Télécommunications-Radiodiffusion-Télévision », M. J. Fagot, que vous avez appelé au poste de vice-président l'année dernière ;

M. COULMY, Ing. Mil. en Chef, Direction des Recherches et Moyens d'Essais qui, pendant 3 ans, a assuré les fonctions de secrétaire de la 9e section « Radio-détection et localisation, Radionavigation », a pris la présidence en remplacement de M. Assens.

Le Conseil a remercié en votre nom M. Robin, M. Fagot et M. Assens qui ont organisé de très nombreuses réunions générales, demi-journées d'études, réunions de section et visites fort appréciées par nos adhérents.

Nous vous demandons maintenant de bien vouloir par vos votes désigner le président pour 1966, un vice-président pour 1965-66-67, un secrétaire général adjoint, un secrétaire, huit membres du Conseil et trois commissaires aux comptes.

Pour le poste de président, nous proposons à vos suffrages M. Georges GOUDET, Directeur général de la C.G.C.T., dont la brillante carrière s'est partagée entre les universités, l'administration et l'industrie. Vice-président de notre société de 1958 à 1960, vice-président de la section française de l'I.E.E.E., M. G. GOUDET a déjà, de longue date, contribué au rayonnement de notre société. Nous sommes sûrs qu'en l'élisant au poste de président, vous ferez de l'année 1966 une année particulièrement brillante pour notre société.

Pour succéder à M. GRIVET, vice-président de 1962 à 1964, qui devient président cette année, nous vous proposons M. Elie ROUBINE, professeur à la faculté des sciences de Paris, qui fut membre du conseil de 1949 à 1951 et dont l'intérêt vis-à-vis de notre société ne s'est jamais démenti. Nous avons tous en mémoire son exposé fait en séance générale sur « l'Evolution des grands problèmes d'antennes » suivi d'une demi-journée d'études sur « quelques problèmes actuels de la technique des antennes ».

M. Bernard GAUSSOT (professeur à l'E.S.E.), Secrétaire Général adjoint de notre société depuis 1962, a bien voulu accepter de voir renouveler son mandat pour 3 ans. Nous l'en remercions, ayant apprécié son sens de l'organisation et son efficacité depuis 1955, date à laquelle il est entré à notre Bureau en qualité de secrétaire.

Pour succéder à M. J.-P. POITEVIN, ingénieur au C.N.E.T., ancien secrétaire, nous proposons M. P. GUICHET, chef de service à la C.A.E. M. J.-P. Poitevin est le dernier secrétaire à avoir assuré bénévolement les très lourdes tâches de Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique, et en l'appelant à siéger à notre Conseil, nous espérons qu'il pourra, par ses avis, nous faire profiter de son expérience et de ses brillantes qualités d'organisateur.

En plus de M. J.P. POITEVIN, nous proposons de nommer huit membres du Conseil et trois commissaires aux comptes dont les noms ont été choisis parmi les personnes de l'industrie, de l'administration ou des facultés pour leur attachement à la société et leur notoriété.

ALLOCUTION DE M. L. BRAMEL DE CLÉJOULX

Président Sortant

MESSIEURS ET CHERS COLLÈGUES,

Au moment de cesser mes fonctions de Président de notre Société, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé à remplir le mandat que vous m'avez confié. Ma gratitude va tout d'abord à notre dévoué Secrétaire Général, M. CABESSA, qui est réellement la cheville ouvrière de notre Société et qui en connaît tous les rouages. Je dois également remercier les Membres du Bureau et du Conseil dont les avis m'ont été prévieux ainsi que les Présidents de Sections et de groupes régionaux qui ont la lourde charge d'organiser les conférences et demi-journées d'études. Je m'en voudrais d'oublier notre secrétariat et particulièrement Mademoiselle MAILLOCHON.

Le rapport moral qui vient de vous être lu vous a exposé le détail de la vie de notre Société, société bien vivante malgré les quelques craintes financières qui nous ont conduit à vous demander une augmentation de la cotisation.

Créée il y a quarante ans pour grouper les ingénieurs s'occupant de la radioélectricité (de la TSF, comme on disait à l'époque) que beaucoup de bons esprits considéraient un peu comme un joujou à l'avenir incertain, notre Société a vu son champ d'action se développer au fur et à mesure que l'électronique envahissait toutes les autres techniques, ce qui d'ailleurs l'a amené à changer deux fois de nom. Il y a quelques années, le Général GUÉRIN, en prenant ses fonctions de Président nous indiquait comment il voyait ce développement de l'électronique. Si hardies que pouvaient paraître à l'époque ses prévisions, nous les voyons se réaliser sous nos yeux.

S'il est un domaine où ce développement est particulièrement spectaculaire et où se manifeste l'aide réciproque que l'électronique et d'autres disciplines peuvent s'apporter mutuellement, c'est bien celui de l'espace. Certes l'envoi dans l'espace d'un véhicule quelconque pose des problèmes se rapportant à de

nombreuses disciplines, mais je crois pouvoir dire sans risquer d'être contredit que, sans l'électronique, cet envoi serait pratiquement inutile. L'électronique est nécessaire pour mettre le véhicule spatial sur une orbite correcte, elle l'est également pour retransmettre au sol les renseignements recueillis là-haut. Il faut reconnaître d'ailleurs que l'électronique profite largement du développement des techniques spatiales. Grâce à elles, nos chercheurs disposent maintenant de laboratoires situés à des milliers et des millions de kilomètres de la terre. Il y a une dizaine d'années seulement, l'imaginer aurait passé pour de la science-fiction. Ces mêmes techniques permettent d'envisager la création à relativement brève échéance d'un énorme réseau de télécommunications intercontinentales, ce à quoi je suis, par déformation professionnelle, particulièrement sensible.

Cette croissance de l'électronique dans tous les domaines entraîne une croissance importante du nombre de chercheurs et d'ingénieurs intéressés par elle et devrait conduire à une augmentation parallèle du nombre des membres de notre Société. Je suis obligé de reconnaître qu'il n'en est pas ainsi et que notre effectif n'augmente pas aussi rapidement que nous le désirerions. Si c'est à votre Bureau et à votre Conseil qu'il appartient d'envisager les mesures propres à essayer de remédier à cet état de choses, je suis convaincu qu'un effort de propagande de chacun d'entre nous les aiderait considérablement.

Pour terminer mon mandat, j'ai une agréable mission à remplir. C'est cette année, que votre Société avait à attribuer le prix Henri ABRAHAM, prix créé il y a quelques années pour honorer la mémoire de notre ancien Président assassiné à Auschwitz durant la guerre. Le jury chargé de l'attribution de ce prix l'a décerné à M. André-Jean BERTEAUD pour son mémoire sur la résonance magnétique de matériaux nouveaux de structure grenat et sur des dispositifs originaux en hyperfréquences.

Dès sa sortie en 1957 de l'Ecole Supérieure d'Electricité, M. BERTEAUD est entré au Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide que dirige le Professeur GUILLAUD. Il s'y est orienté immédiatement vers l'étude en résonance de ces matériaux, ce qui l'a amené à étudier et à préciser, en collaboration avec M. VAUTHIER, la difficulté de définir une susceptibilité en hyperfréquences puis à mettre au point une méthode de mesure très rapide de la largeur de raie de résonance ΔH, méthode qui est actuellement utilisée dans plusieurs laboratoires et notamment dans ceux de la Bell Telephone. Cela vous montre la valeur des travaux de M. BERTEAUD et l'intérêt qu'ils présentent.

Il a ensuite poursuivi cette étude en s'attachant particulièrement à mettre au point une méthode spéciale de polissage qui, conjointement avec l'amélioration de la fabrication, a permis d'obtenir un ΔH de 0,3 Oe.

J'ajouterai qu'Ingénieur-Docteur en 1960, nommé Chargé de Recherche en 1961 et inscrit sur la liste d'aptitude à la Maîtrise de Recherche, M. BERTEAUD anime actuellement une jeune équipe de chercheurs déjà confirmés.

Je suis convaincu, mes chers Collègues, d'être votre interprète à tous en lui adressant les félicitations de notre Société, en même temps que je lui remets le prix Henri ABRAHAM.

Il me reste maintenant à passer mes pouvoirs à mon successeur, M. le Professeur GRIVET. Vous le présenter est certainement superfétatoire, puisque dans le monde de l'Electronique sa réputation est fortement établie déjà.

Vous me permettrez cependant, cher M. GRIVET, de résumer succinctement votre carrière entièrement consacrée à l'électronique. Carrière universitaire puisque, ancien Elève de l'Ecole Normale Supérieure, vous avez ensuite travaillé dans le Laboratoire de Physique de cette Ecole et avez été nommé en 1947 Professeur de Radioélectricité et d'Electronique dans la chaire qui venait d'être créée à la Faculté des Sciences sur la demande du Général GUÉRIN.

Certes vous avez passé quelques années dans l'industrie privée, mais c'était à l'époque où l'occupant interdisait toute libre recherche en électronique dans le cadre de l'Université. Dans les laboratoires de la CSF où vous avez travaillé durant cette sombre période, c'est encore de questions d'électronique que vous vous êtes occupé.

Les travaux faits par vous et les chercheurs que vous avez dirigés sont nombreux et de classe internationale. Je n'en veux pour preuve que le fait que le CERN a confié à votre Laboratoire de nombreuses études sur des problèmes de champ magnétique.

Vous avez fait connaître les résultats de vos travaux dans de nombreuses publications, je n'en citerai que quelques-unes.

— « La résonance paramagnétique nucléaire (dipolaire et quadripolaire) » (éditions du CNRS, 1955).

— « Lentilles électroniques » dans le tome II de Advances in Electronics.

— « Optique électronique, tome I les lentilles électroniques et tome II. Les instruments d'optique électronique », par Grivet et ses élèves (Bordas, éditeur, 1957).

Je tiens à citer également le cours d'électronique, en cinq volumes publié sous votre direction et à la rédaction duquel vous avez largement participé.

Quelques chiffres donneront une idée de l'importance qu'a prise sous votre direction l'enseignement de l'électronique à l'Université de Paris.

Dans votre Laboratoire de l'Institut d'électronique d'Orsay, travaillent cinq professeurs et deux chercheurs du CNRS. Dans ce même Institut 200 étudiants suivent les cours d'électronique du 2e cycle et 440 y font les travaux pratiques, 150 suivent les cours du 3e cycle.

En outre, une cinquantaine d'assistants ou de chercheurs du CNRS y préparent leur thèse.

Votre activité ne se limite pas à celles qui sont liées à vos fonctions professorales, vous êtes en outre membre de nombreuses commissions scientifiques et je tiens tout particulièrement à signaler que vous êtes Président international d'une des commissions de l'URSI, la Commission VII qui s'occupe de Radioélectronique.

Assemblée Générale de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Remise du Prix Henri-Abraham 1964 à M. André-Jean Berteaud, par M. L. Bramel de Cléjoulx.

A gauche : M. L. Bramel de Cléjoulx, Président sortant ; à droite : M. Pierre Grivet, Président élu pour 1965.

A toutes ces charges vous avez bien voulu ajouter celles de Président de notre Société, aussi je vous remets cette sonnette symbolique dont, je pense, vous n'aurez à vous servir que l'an prochain en pareille circonstance.

ALLOCUTION DE M. PIERRE GRIVET

MONSIEUR LE PRÉSIDENT, MES CHERS COLLÈGUES,

C'est un agréable devoir, que de vous remercier pour le grand honneur que vous m'avez fait en m'appelant à la présidence de notre Société cette année. J'y suis d'autant plus sensible que j'ai, à l'égard de notre S.F.E.R., de multiples dettes de reconnaissance. C'est en grande partie à son rayonnement dans les années 35 que je dois mon orientation scientifique. En effet, elle me fut alors donnée par le Professeur ABRAHAM, l'un des membres fondateurs de notre Société, qui lui était resté profondément attaché. Il était alors à la fin de sa carrière et le laboratoire qu'il dirigeait s'était largement orienté vers l'optique et la spectroscopie, sous l'action de ses jeunes collègues les Professeurs BLOCH et BRUHAT, mais le « patron » enseignait toujours la radio, il encourageait des expériences — ne fussent-elles que de cours — dans ce domaine et aussi entraînait quelques « amateurs » vers des recherches plus sérieuses comme celles qu'il poursuivait encore sur l'effet Luxembourg.

C'est ainsi qu'il attira hors des sentiers battus, un certain nombre d'universitaires qui formèrent une équipe, et dont quelques-uns ne vous sont pas inconnus ; qu'il me soit permis au nom de cette amitié radioélectrique qui nous unit tous, de rendre hommage à la mémoire du regretté Pierre HERRENG, dont le nom reste gravé au fronton d'un grand laboratoire de recherches industrielles et de signaler à votre attention — s'il en était besoin — un autre élève du Professeur ABRAHAM : G. GOUDET, auteur bien connu de livres d'enseignement, fondamentaux pour l'Electronique ; il anime aujourd'hui des laboratoires et une industrie électronique de première importance.

Cette avant-guerre était une époque heureuse pour notre Société, celle où l'on s'étonnait encore du triomphe de la radio, où l'on s'émerveillait d'écouter la voix des continents lointains, où l'on commençait aussi à croire à la naissance de la « Télévision ». Les recherches militaires elles-mêmes, revêtaient des aspects rassurants : le Radar se cachait encore dans le sondage atmosphérique, ou bien dans les mains d'un de nos Présidents M. Maurice PONTE, servait à écarter la course des navires loin des obstacles pernicieux comme les icebergs. La recherche de communications sûres avec de lointaine scolonies gardait une allure pacifique.

Cette euphorie, peut être un peu légère, contribuait à donner à nos réunions d'alors une variété et une spontanéité, dont l'attrait sur les jeunes était certain. C'est sans effort que je me rappelle quelques séances : ainsi le Président Gérard LEHMANN nous décrivait alors, à l'occasion, ses démêlés avec une simple lampe à incandescence qui sur son déclin était devenue un puissant émetteur d'ondes métriques alors qu'ailleurs les ingénieurs avaient bien de la peine à discipliner ces ondes dans des structures bien plus savantes. D'autres collègues comme le regretté TOULON, dans ce qui paraissait d'audacieuses voire même de téméraires anticipations décrivait déjà les moyens de la télévision en couleurs alors que celle en noir était encore presque une curiosité de laboratoire. On se pressait encore pour voir des images télévisées dans le laboratoire de BARTHÉLÉMY ou celui de DE FRANCE.

En 1939, la guerre qui s'abat sur le pays, arrête le premier salon de la télévision, mais aussi soude l'énergie des radioélectriciens qui se concentrent avec une passion patriotique sur le problème du radar, que l'on appelait alors en un langage moins baroque la D.E.M., c'est-à-dire détection électromagnétique. Dans cette action dont les conséquences lointaines se font encore sentir dans notre activité actuelle, l'histoire a déjà reconnu la marque personnelle d'un de nos plus éminents collègues militaires, le général LABAT. Son prestige, son rayonnement surent faire de la Section d'Etudes du matériel de Transmission le noyau du développement de l'électronique moderne en France. Aujourd'hui le Général LABAT n'est hélas plus là pour voir mûrir les fruits de ses efforts, mais nous sommes heureux de pouvoir toujours compter parmi les membres de notre société nombre de ses amis et de ses disciples et tout spécialement nos anciens présidents le Général J.M.H. GUÉRIN et le Général A. ANGOT.

Nous devons nous rappeler que dans la période noire après 1940, lorsque l'ennemi voulait nous abattre, définitivement, il interdisait entre autres l'Enseignement de la Radio et la Société des Radioélectriciens. C'est pourquoi nous sommes particulièrement fiers lorsque nous constatons aujourd'hui l'essor de la Société qui groupe maintenant plus de 4 000 électroniciens et radioélectriciens et l'envol des Ecoles et des Universités où l'Enseignement de la Radio et de l'Electronique est très populaire. Monsieur le Président, vous êtes un symbole actif de ce renouveau, votre action l'année dernière a augmenté nos effectifs, elle a structuré notre effort, en l'étendant largement et habilement dans toute la France, en instituant définitivement à Paris ces demi-journées d'études qui assurent pratiquement le succès de nos séances, à l'époque actuelle, dans une capitale encombrée. Vous dirigez d'autre part une des grandes Ecoles, qui à la fois font honneur à notre profession et lui donne vie en l'alimentant en ingénieurs et en chercheurs, ces valeurs-or de la civilisation du 20e siècle.

Monsieur le Président, nous savons tous que si nos stations de radio sont nombreuses et jouissent de longueurs d'ondes favorables, que si nos communications avec les plus lointains pays du monde sont faciles et sûres, nous le devons à votre action diplomatique dans de multiples réunions et conférences internationales.

L'année 1964 vous a fourni l'occasion de déployer votre talent de diplomate au service de notre Société dans la résolution d'un problème imprévu, celui de la liaison, ou peut être de l'union avec la Société Française des Electriciens : dans ce domaine, notre reconnaissance va à vous, M. le Président et aussi au Comité des Sages, que vous avez institué pour étudier ce problème au fond et en avancer la solution, c'est-à-dire à nos anciens Présidents et éminents collègues MM. DECAUX, le Général GUÉRIN, le Général ANGOT. Beaucoup de difficultés ont déjà été écartées durant 1964 ; il semble bien que, grâce à cet effort, le temps soit maintenant venu pour tous nos collègues de réfléchir à cette évolution possible ; ils pourront alors éclairer leur bureau par des suggestions constructives qui définissent ce développement comme un progrès. Il pourra alors donner à tous, électriciens et électroniciens, des moyens accrus et élargir leurs horizons. La question qui nous est posée là, n'est me semble-t-il qu'un des aspects d'un problème plus général qui se pose avec acuité aujourd'hui : celui de l'intrusion de la recherche scientifique, dans la technique, avec une ampleur jamais atteinte antérieurement. Cet accélération du progrès est particulièrement frappante en électronique, on a toujours été à l'affût de la nouveauté. Cependant, jusqu'à de récentes années, on y recherchait surtout des moyens de satisfaire à des rêves millénaires de l'humanité, à ses désirs les plus profonds de communiquer en transmettant au loin les sons, les images, aujourd'hui la couleur, en bref toutes les informations. Aujourd'hui, on en est à forger de nouveaux rêves, à créer des domaines de recherche artificiels et entièrement neufs en explorant le fond des océans ou l'espace extraterrestre et interplanétaire ; on bâtit d'immenses usines atomiques où il est exclu que l'homme puisse jamais pénétrer, et dans les laboratoires qui les anime les chercheurs tentent journellement de se familiariser avec des particules et des milieux très étranges. Leur description paraît encore plus éloignée des conceptions antropomorphiques de notre vie quotidienne que ne l'étaient les légendes décrivant les contrées lointaines aux paysans de l'antiquité homérique.

La conférence* que nous allons écouter nous fournit un exemple d'exploration, de ce type, où tout peut être fait au laboratoire à Leyde ou à Paris, mais où les conditions sont si loin de celles de la physique ordinaire que l'on a l'impression en se livrant à ces recherches d'explorer un monde extrêmement éloigné.

En fait, les meilleurs savants du monde entier ont mis plus de 50 ans à glaner, puis à organiser, les informations qui ont permis en 1957 à BARDEEN COOPER et SHRIEFFER, de nous donner une image humainement acceptable, cohérente du comportement électrique des supraconducteurs. Ce domaine semble recéler des applications déjà très tentantes et très proches, c'est pourquoi j'ai proposé au Dr SEPTIER, Directeur de Recherches à notre laboratoire de vous exposer, sur un exemple, les espoirs que l'on plaçait dans ces travaux. Notre projet initial a dû être modifié et, pour être clair, il nous a semblé nécessaire de limiter

* Conférence de M. le Dr SEPTIER qui sera publiée prochainement dans l'*Onde Électrique*.

le sujet plus qu'il n'était prévu dans la convocation ; nous espérons avoir l'occasion d'écouter le Dr SAUZADE ultérieurement sur les problèmes de champ fort.

Les supraconducteurs se divisent aujourd'hui nettement en deux classes, ceux de première espèce qui sont toujours simultanément supraconducteurs et parfaitement diamagnétiques : autrement dit, ils peuvent supporter des courants continus sans qu'apparaisse aucune chaleur et s'ils sont plongés dans un champ magnétique, ils expulsent complètement toutes les lignes de force du champ de leur intérieur du moins tant que ce champ reste inférieur à une certaine valeur critique H_c. Ce comportement simple est celui de métaux usuels comme le plomb au-dessous de 7° ou de l'étain au-dessous de 4°, ou du niobium au-dessous de 10° : le niobium et le plomb sont les plus couramment employés car leur température critique est située nettement au-dessus de celle du fluide réfrigérant le plus pratique l'hélium ordinaire ^4He bouillant à la pression atmosphérique à 4,2 °K. La simplicité relative du comportement de ces métaux, vient de ce qu'une seule constante suffit à décrire pratiquement leur comportement en continu, l'épaisseur de LONDON λ qui depuis 1938, décrit la faible pénétration en profondeur suivant une loi en exp $(-z/\lambda)$ du courant et du champ magnétique, dans le métal. Au contraire, pour les corps de deuxième espèce qui sont en général des alliages comme Nb_3Zr, le deuxième paramètre, fondamental, la longueur de cohérence de PIPPARD, ξ intervient avec la même importance dans les apparences immédiates, et la conductivité parfaite n'est plus inséparable du diamagnétisme parfait : on observe une pénétration intérieure du champ en un faisceau compliqué de filaments et cette pénétration permet à l'alliage de supporter le passage de courants bien plus intenses, en régime continu, avant qu'on atteigne des valeurs du champ H assez grandes pour détruire la supraconductibilité. Ici on laissera de côté les supraconducteurs de deuxième espèce, dont l'intérêt n'est grand qu'en régime continu pour produire des champs magnétiques statiques intenses, pour considérer seulement le comportement des supraconducteurs de première espèce comme le plomb mais en régime de très haute fréquence. Là ils offrent un espoir de réaliser des champs de haute fréquence très élevés sans dépense d'énergie ; on entrevoit ainsi, par exemple, la possibilité de construire des accélérateurs de particules extrêmement puissants et fonctionnant en régime continu, sans autres pertes que celles d'isolement thermique.

Le régime de haute fréquence n'est pas simple, même pour les supraconducteurs de première espèce, parce que les paires d'électrons supraconducteurs coexistent toujours avec des électrons normaux. Le mouvement des paires est lié par l'effet de self-induction à l'existence d'un champ électrique dans le métal et ce dernier se couple aux électrons normaux qu'il accélère. Il en résulte une source nouvelle de pertes que l'on peut cependant rendre négligeable en tentant de réduire au minimum la population normale. Le Dr SEPTIER va nous exposer maintenant le mécanisme de ces expériences prometteuses, dont la théorie fait intervenir deux fluides électroniques mélangés, le fluide superconducteur caractérisé par la profondeur de LONDON λ, et le fluide normal caractérisé par la profondeur de pénétration anormale δ ; δ caractérise l'épaisseur de la coque de Lord KELVIN lorsqu'elle est dite anormale parce que cet effet devient essentiellement tributaire de la nature granulaire de l'électricité par l'intermédiaire du libre parcours moyen l : il ne dépend plus seulement des lois classiques de l'électromagnétisme.

RENOUVELLEMENT DU BUREAU ET DU CONSEIL

Nombre de votants	1 284
Bulletins blancs et nuls	1
Suffrages exprimés	1 283

Sont élus avec le nombre de voix ci-après :

Président (1966)

M. Georges GOUDET	1 279

Vice-Président

M. Elie ROUBINE	1 272

Secrétaire Général adjoint

M. Bernard GAUSSOT	1 275

Secrétaire

M. Pierre GUICHET	1 270

Membres du Conseil

MM. Pierre AIGRAIN	1 277
Emmanuel ALLARD	1 279
Roger BUFFARD	1 281
Michel CAMBORNAC	1 273
Roland DAVID	1 281
Claude DUCOT	1 278
Charles DUFOUR	1 277
Jean-Pierre POITEVIN	1 279

Commissaires aux Comptes

MM. R. BERTEROTTIÈRE	1 276
J. DEZOTEUX	1 282
J. FRANÇOIS	1 281

La modification de la cotisation (40 F) à partir du 1er janvier 1965 est approuvée :

Nombre de votants	1 181
Bulletins nuls et blancs	21
Suffrages exprimés	1 160
approuvent	877
n'approuvent pas	283

La page 146 de l'*Onde Électrique* de février 1965 faisait état de la nouvelle composition du Bureau de notre Société et des modifications intervenues dans nos Sections d'Etudes, cette page est reproduite chaque mois au verso du sommaire.

La page qui suit le rappelle les noms des membres fondateurs, donne la liste des Présidents d'Honneur et anciens Présidents de la Société et les noms des Membres d'Honneur et Membres du Conseil de la Société, à la suite du vote de l'Assemblée Générale du 27 janvier 1965. Elle se termine par les noms des Commissaires aux Comptes pour 1965.

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922 † Le Duc Maurice de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926 † E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930 † Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 † C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932 † P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933 † L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 † Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Science.
1938 † P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 † L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946 † R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 † R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur-Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef de la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956 † R. RIGAL, Ingénieur des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.
1959 P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1960 L'Ingénieur Général A. ANGOT.
1961 Le Général de C.A. J. GUERIN.
1962 B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1963 G. LEHMANN, Directeur Scientifique de la C.G.E.
1964 L. BRAMEL de CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des Postes et Télécommunications.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
M. Paul BRENOT, Président d'Honneur de la S.F.R. Afrique et de la Société Fabrications Radioélectriques Marocaines.
M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut. Directeur Général du Centre National de la Recherche Scientifique.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
M. Alfred FESSARD, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Etudes de physiologie nerveuse et d'électrophysiologie.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France. Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris.
M. Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
M. Louis NEEL, Membre de l'Institut, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherche Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Hydraulique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Energie Atomique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

M.Y. BERNARD, Professeur de Radioélectricité au C.N.A.M.
P. DESNEIGES, Chef de la Section Autonome d'Electronique Appliquée au C.E.A.
R. DESSOULAVY, Professeur, Titulaire de la Chaire Electronique et Télécommunications à l'E.P. de l'Université de Lausanne.
P. GAMET, Ingénieur-Conseil à la F.N.I.E.
A. HENRY, Ingénieur en Chef des Télécommunications (en disponibilité) I.B.M. (World Trade Europe Corporation).
B. LECLERC, Directeur adjoint des Etudes à la Compagnie des Machines Bull.
Ch. LOYEN, Secrétaire Général Technique de la F.N.I.E.
R. MARTINET, Ingénieur-Conseil en Propriété Industrielle.

E. AISBERG, Président de l'Union Internationale de la Presse Radiotechnique et Électrique.
P. ASSENS, Ingénieur Militaire en Chef des Télécommunications d'Armements
M. BARROUX Directeur à la C.F.T.H.
J. BERTRAIS Ingénieur militaire en Chef de l'Air.
J. BLOUET, Chef de Service au L.C.I.E.
S. LACHARNAY, Ingénieur en Chef à la R.T.F.
J. ROYER, Président Directeur Général de la Société Rochar Électronique.
R. WAHL, Directeur à la Société Intertechnique.

P. AIGRAIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
R. BUFFARD, Chef de Division à l'O.R.T.F.
M. CAMBORNAC, Directeur de la Division Électronique Industrielle à la Compagnie Générale d'Électronique Industrielle Lepaute.
R. DAVID, Ingénieur en Chef-Conseil à la Société Le Matériel Électrique S.W.
Cl. DUCOT, Directeur Technique Adjoint aux Laboratoires d'Électronique et de Physique Appliquées.
Ch. DUFOUR, Directeur du Département Composants-Électroniques C.R. de la C.G.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM.

R. BERTEROTTIÈRE, Chef du Service Orientation Technique, Groupe Electronique C.F.T.H.
J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.
J. FRANÇOIS, Ingénieur des Télécommunications à l'E.N.S.T.

WRH

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISON DE FRÉQUENCES

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. en 10^{-10}

(-74.10^{-10})

Valeurs journalières moyennes

pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h T.U.

Janvier 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NBA 24 kHz
(31)	— 147,5	— 147,4	— 148,1
1	— 148,4	— 147,6	— 147,8
2	— 148,5	— 147,7	— 147,9
3	— 148,1	— 147,1	— 147,4
4	— 146,6	— 147,9	— 148,0
5	— 146,3	— 147,6	— 147,6
6	— 146,7	— 147,4	— 147,8
7	— 146,3	— 147,6	— 147,0
8	— 146,3	— 146,5	— 147,1
9	— 148,4	— 147,3	— 147,5
10	— 148,0	— 147,9	— 147,8
11	— 146,1	— 147,7	— 147,9
12	— 148,7	— 147,8	— 148,2
13	— 149,0	—	— 147,4
14	— 146,9	— 147,6	— 147,0
15	— 147,6	— 147,6	— 147,1
16	— 147,9	— 147,8	— 147,7
17	— 146,8	— 147,5	— 147,7
18	— 143,9	— 147,6	— 147,8
19	— 149,9	— 147,6	— 147,8
20	— 147,7	— 148,2	— 147,3
21	— 148,1	— 146,8	— 147,6
22	— 146,5	— 147,6	— 147,1
23	— 148,6	— 146,3	— 147,2
24	— 147,8	—	— 147,5
25	— 148,7	—	— 148,2
26	— 148,5	—	— 147,3
27	— 148,7	—	— 149,4
28	— 147,2	— 146,8	— 146,4
29	—	—	—
30	— 147,7	— 147,1	— 147,6
31	— 148,9	— 147,0	— 147,3

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *l'Onde Electrique*, 15 janvier 1965 p. 139.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS SÉRIE 54 DE TEXAS INSTRUMENTS

Une nouvelle famille de huit CIRCUITS SOLIDES ® numériques est produite en série par Texas Instruments.

Baptisée série 54, elle est présentée comme étant la série d'avant-garde pour les applications numériques d'usage général. La vitesse est suffisante pour la presque totalité des calculateurs militaires et pour de nombreux calculateurs industriels ; ses besoins en puissance sont suffisamment réduits pour la plupart des engins spatiaux.

Les caractéristiques principales sont : un délai de propagation de 15 ns, 15 commandes de circuit, une immunité au bruit de 800 mV, et une dissipation de 10 mW par porte. L'alimentation se fait par une source unique de 5 V. La gamme de température en fonctionnement est de — 55 à +125 °C.

Les sept portes positives NAND « pluri-fonctions » et la bascule J-K sont réalisées sous la forme logique Transistor-Transistor (TTL).

En réunissant plusieurs portes sur une seule plaquette, dans un même boîtier, on obtient des prix de l'ordre de 40,00 F par fonction.

Il semble que ce soit la première fois que l'on arrive à des temps de propagation de 15 ns avec une dissipation de 10 mW dans une famille de circuits intégrés. Cela est rendu possible, grâce à un procédé, propre à Texas Instruments, qui réduit la surface occupée par l'émetteur du transistor à 0,1 mm². Cette nouveauté, jointe aux techniques de dépôt photographique des résistances, réduit la capacité parasite de la sous-couche qui limite la vitesse. Le temps de fermeture rapide des transistors à plusieurs émetteurs est un élément supplémentaire pour augmenter la vitesse.

Une autre caractéristique de cette série est la faible impédance de sortie à la fois en position « ouvert » et « fermé », qui donne un fonctionnement très rapide, même en cas de commande de charge à haute capacité. Cette faible impédance de sortie a pour effet de donner une faible impédance dans les étages logiques « 0 » et « 1 », réduisant ainsi sensiblement les possibilités d'injection de bruit par couplage capacitif ou inductif. Cette alliance de faible impédance de sortie et du gain supplémentaire du transistor permet d'obtenir des performances indépendantes de la température, de la charge et de la capacité.

On emploie encore dans cette série un contact or-or entre les interconnexions déposées sur la plaquette de silicium et les sorties du boîtier. Ainsi se trouve éliminée la formation possible de composé solide or-aluminium qui détruit les surfaces d'aluminium et d'or en contact quand elles sont longtemps portées à une température élevée. Il en résulte une plus grande fiabilité du circuit.

Des améliorations mécaniques augmentent encore la fiabilité de ce boîtier à 14 sorties. La longueur du scellement hermétique autour des connexions a été triplée sans augmenter la dimension

du boîtier. La résistance des connexions à l'étirement a été améliorée en pliant chacune d'elles deux fois à angle droit avant la sortie du boîtier.

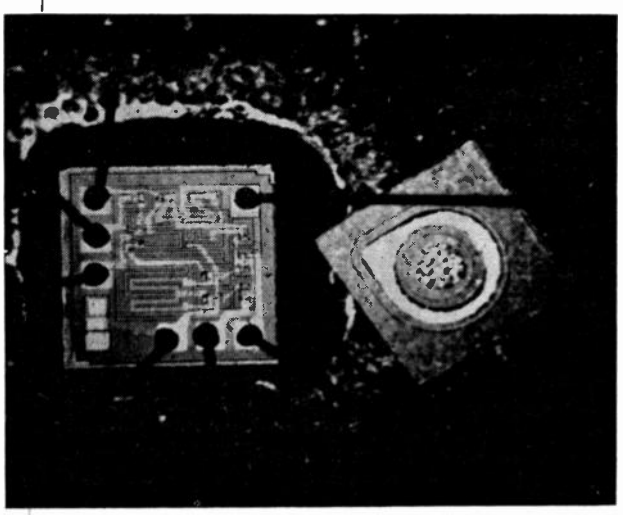
Les huit circuits sont réalisés en « pluri-fonctions », avec deux, trois et quatre fonctions sur la même plaquette de silicium. Cela permet d'utiliser moins de boîtiers, d'avoir moins de connexions de sortie, moins de circuits imprimés, moins de câblage... et une fiabilité sensiblement augmentée.

Le SN 5470 est une bascule J-K, le premier circuit de ce genre qui soit présenté sous forme TTL. Il basculera à des fréquences au-dessus de 20 MHz. Ce circuit a des entrées « J » et « K » remplissant la fonction « ET » et un jeu d'inverseurs intérieurs remplissant la fonction « OU » entre les entrées.

Avec ces huit nouveaux circuits, TEXAS INSTRUMENTS, 11 rue de Madrid Paris-VIII^e, a, en production courante, 86 types comprenant deux familles linéaires et six numériques réparties en quatre présentations : TTL, DTL, RCTL.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL INTÉGRÉ A LARGE BANDE

Un nouvel amplificateur à grand gain construit dans un bloc monolithique de silicium, fabriqué suivant le procédé Planar épitaxial, est annoncé par la SGS-Fairchild. Appelé μA 702, il est destiné à fonctionner comme amplificateur opérationnel pour les calculateurs analogiques, comme amplificateur magnétique de mémoire, comme amplificateur de précision pour l'instrumentation et dans toutes les applications nécessitant un amplificateur à contre-réaction utilisable depuis le courant continu jusqu'à 10 MHz.



Comparaison entre la plaquette du μA 702 et du transistor Planar 2N 1613.

Les caractéristiques électriques typiques du μA 702 travaillant avec une alimentation de +12 V à — 6 V sont les suivantes :

Tension offset à l'entrée	2 mV
courant offset d'entrée	0,5 μA
dérive thermique	5 μV/°C
impédance d'entrée	10 000 Ω
gain en tension (boucle ouverte)	2 800
largeur de bande (boucle ouverte	1,1 MHz
impédance de sortie	200 Ω
excursion de sortie	± 5 V
dissipation	90 mW
température admissible	— 55 °C à + 125 °C.

Cet amplificateur est pratiquement insensible à la variation de la tension d'alimentation.

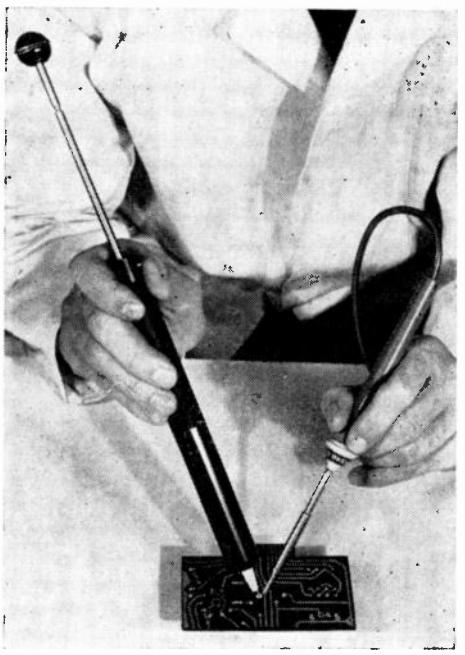
SGS-Fairchild S.A., 38, rue de l'Yvette, Paris-XVI^e.

DISSOUDEUR C.I.

A. JAHNICHEN & Cie, 27, rue de Turin, Paris-VIII^e, annonce la sortie d'un nouvel appareil, le « Dissoudeur C.I. » qui trouve son utilisation, au même titre que le fer à souder, dans tous les ateliers et laboratoires où s'effectue la mise au point ou la réparation de circuits imprimés.

Cet appareil permet en effet de dessouder, en quelques secondes, un composant ou une connexion tout en évitant la détérioration du circuit ou des composants voisins.

Le « Dissoudeur C.I. » est, en fait, une petite pompe à dépression dont le piston peut être bloqué en position armée, puis libéré instantanément, en appuyant sur un poussoir. La forte dépression ainsi créée aspire la soudure amenée préalablement à fusion par un fer à souder, il ne reste plus qu'à dégager le fil de connexion de la plaque. La connexion ainsi traitée reste étamée, mais elle est exempte de toute soudure.



Emploi du dissoudeur C.I.

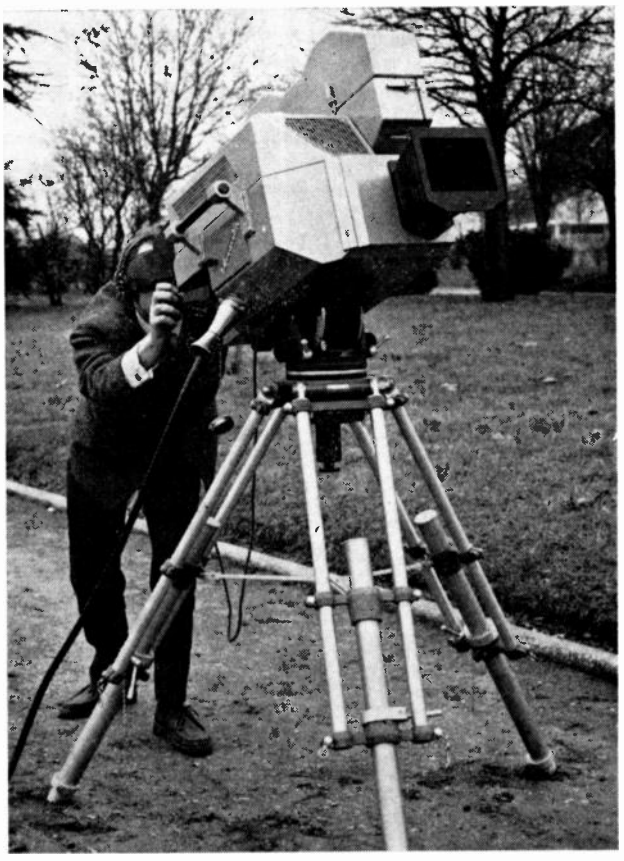
L'embout du dessoudeur est en téflon, isolant, ne craignant pas la chaleur du fer et ne rayant pas les circuits imprimés. En cas d'usure, il est facilement remplaçable.

Le « Dissoudeur C.I. » ne demande ni branchement électrique, ni installation de dépression. Sa taille et son poids permettent de l'inclure aisément dans une trousse de dépannage. Si cet appareil est indispensable pour les circuits imprimés, il peut rendre également d'appréciables services pour défaire les soudures de câblage classique.

UNE CAMÉRA MIXTE TÉLÉVISION-CINÉMA

La Cie Française THOMSON-HOUSTON annonce la mise sur le marché des équipements vidéo fréquence d'un nouveau type de caméra.

C'est un appareil mixte qui comporte à la fois une caméra cinématographique de 16 mm et une caméra de télévision à tube Vidicon, entièrement transistorisée. Elle est dotée d'un objectif ANGENIEUX à focale variable de 12 à 120 mm, ouvrant à $F = 2,2$. Cet objectif unique fournit l'image optique aux deux caméras.



Caméra mixte télévision-cinéma CFTH.

Conçue et réalisée par la CFTH, cette caméra permet d'effectuer simultanément « en direct » les prises de vue d'un programme télévisé et l'enregistrement sur film cinématographique des images recueillies, en vue de leur exploitation ultérieure en diffusion différée.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

12e SALON DE L'ÉLECTRONIQUE CONTEMPORAINE

Ljubljana, 2-10 octobre 1965

Le Salon de l' « Electronique Contemporaine », est l'unique manifestation spécialisée dans le domaine de l'électronique, des télécommunications, de l'automation, de la technique nucléaire, des composants, de la technique de mesure pour toute la Yougoslavie et le Sud-est européen.

Pendant la durée du Salon, le Comité yougoslave pour l'électronique, les télécommunications, l'automation et la technique nucléaire — ETAN — organisera une série de conférences sur les télécommunications, la microélectronique et la technique numérique. Le programme de ces conférences, avec la participation des experts nationaux et étrangers, assure aux exposants un nombreux public professionnel.

Au XIIe Salon « Electronique Contemporaine » participeront toute l'industrie électronique yougoslave et d'importantes Sociétés étrangères. Une telle manifestation permettra aux visiteurs étrangers d'établir des contacts utiles pour une plus large collaboration internationale.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à Gospodarsko Razstavisce, Ljubljana, Yougoslavie.

CONFÉRENCE TECHNIQUE 1965 DE LA SOCIETY OF MOTION PICTURE AND TELEVISION ENGINEERS

Montréal, 31 octobre - 5 novembre

La Canadian Broadcasting Corporation, 7925 Cote St Luc Road, Montreal 29, Quebec, (Canada) nous informe que la 1965 SMPTE Technical Conference doit avoir lieu à Montréal du 31 octobre au 5 novembre. Cette manifestation est une des rares conférences techniques qui se tienne en dehors des Etats-Unis, aussi les organisateurs souhaitent-ils avoir une forte participation Européenne.

La liste des sujets touchant la télévision est indiquée ci-dessous et la SMPTE verrait avec grand intérêt une contribution importante de la France aux sujets proposés :

1. TV (et cinéma) dans les transports aériens - projection en vol, thème d'entraînement, astrovision.

2. Utilisation de la TV (et du cinéma) en éducation.

3*a*. Transmission de télévision. Méthodes de contrôle, variations de caractéristiques, modulateurs et démodulateurs, égalisation de phase, etc.

3*b*. Automatisation en télévision. Emetteur instantané, interrupteur automatique, studios commandés à distance, fonctionnement d'une chaîne automatique de télécinéma.

3*c*. Méthodes de contrôle en télévision. Mesures transitoires, standardisation des couleurs et des structures, fiches de contrôle et diapositives, contrôle régulier des caméras, technique d'égalisation des échelles de gris.

9. Techniques audiovisuelles dans les pays en voie de développement, problèmes de télévision en Malaisie, Ghana, Sierra Leone.

14. Construction de studios et techniques de production. Nouveaux studios, studios mobiles, accessoires, plans de l'exposition 1967, etc.

19. Applications médicales et scientifiques, rayons X, macro et micro-télévision.

Cette liste n'est pas limitative, mais constitue simplement un guide pour les auteurs. En fonction des réponses, quelques-uns des thèmes seront développés ou combinés avec des sujets de cinéma du même genre.

La durée des conférences est normalement de vingt minutes, elles doivent être, de préférence, prononcées en anglais, mais le français est également admis.

FÉDÉRATION DES SOCIÉTÉS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES DE HONGRIE

La Fédération des Sociétés Techniques et Scientifiques est formée de l'association libre de vingt-cinq sociétés professionnelles représentant pratiquement toutes les branches techniques et scientifiques.

On trouve parmi les sociétés scientifiques de nombreuses organisations anciennes, par exemple, la Société Hongroise des Electriciens qui existe depuis 63 ans déjà.

La Fédération a établi une coopération fructueuse avec des organisations étrangères et internationales. Elle se fait représenter régulièrement aux réunions des organisations internationales, ainsi qu'aux conférences professionnelles des organisations homologues d'autres pays.

Parmi les Sociétés Scientifiques Hongroises faisant partie de la Fédération et dont l'activité est proche de celle de la S.F.E.R., nous relevons :

L'ASSOCIATION SCIENTIFIQUE DE TÉLÉCOMMUNICATION

Sections. — Micro-ondes, Radio et Télévision, Téléphonie, Techniques de Transmission, Pièces détachées, Matières de base, Technologie de fabrication, Groupe de Climatisation Comité Intersection pour la Technique de Systématisation, Technique du Vide, Semiconducteurs.

Publication. — Télécommunication (Hiradastechnika).

SOCIÉTÉ HONGROISE DES ÉLECTRICIENS

Sections. — Energie électrique, Industrie des Machines Electriques, Equipements Frigorifiques.

Publications. — Electrotechnique (Elektrotechnika), Electricité (Villamossag).

SOCIÉTÉ SCIENTIFIQUE DES TECHNIQUES DE MESURE ET D'AUTOMATION

Sections. — Automation, Technologie de fabrication, Mesures physico-chimiques et mesures dans l'industrie chimique, Instruments électroniques, Instruments électriques, Optique électronique et optique des rayons X, Equipements électroniques industriels.

Publication. — Mesures et Automation (Mérés és Automatika).

Adresse de la Fédération : Budapest V. Szabadsag Tér 17.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

RADAR POUR UN NOUVEAU SYSTÈME D'ARMES ANTI-AÉRIEN

Sous l'égide de la Délégation Ministérielle pour l'Armement, le radar CSF « ŒIL NOIR-1 » vient d'être présenté sur le terrain de Brétigny à de nombreuses personnalités civiles et militaires

Destiné à la veille et à l'acquisition des buts aériens à basse altitude (de 0 à 3 000 m) dans le cadre d'un système mobile de défense, le radar « ŒIL NOIR-1 » est du type « pulse-doppler » (doppler à impulsions cohérentes). Associé dans la tourelle blindée à un canon bitube de 30, il assure au profit de cette arme :

— la veille omnidirectionnelle,

— l'acquisition d'une cible sélectionnée,

— la mesure précise et continue de la distance du but choisi.

L'ensemble des informations ainsi définies est fourni par le radar grâce à deux modes de fonctionnement :

— veille (omnidirectionnelle ou sectoriée),

— télémétrie (distance du but).

Actuellement monté sur un châssis AMX-13, le système d'armes dispose également d'informations optiques. Un calculateur de tir, alimenté par les sources d'informations radar et optiques, fournit les coordonnées du but futur pour l'orientation convenable des canons.

Le radar « ŒIL NOIR-1 » est entièrement transistorisé à la seule exception du tube d'émission et du tube de l'indicateur. Ses différents sous-ensembles sont disposés dans un coffre blindé. Fonctionnant sur un char et pendant le tir du canon bitube de 30, ce matériel est particulièrement robuste sous un faible encombrement.

L'étude de ce radar a été menée par la Direction des Etudes et Fabrication d'Armement, et la réalisation en a été assurée par la Cie Générale de Télégraphie Sans Fil avec le concours de la Société d'Application des Machines Motrices, pour la partie hydraulique de la tourelle.

MÉMOIRE EN FILM MAGNÉTIQUE MINCE POUR CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES

EMI Electronics Ltd. de Hayes, Middlesex, Royaume-Uni, est la première société britannique qui ait commercialisé les mémoires en film magnétique mince pour calculateurs et systèmes de traitement de l'information. Les éléments magnétiques, ou « bits », sont des taches discrètes d'un alliage fer-nickel, déposées sur une mince plaque de verre par évaporation sous vide poussé. Leur épaisseur est de 1 000 Å. Les conducteurs d'alimentation et d'exploration sont gravés à l'acide sur une paire de plaques de fibre de verre qui, après mise en place des éléments magnétiques, représentent un plan de 64 mots, chacun contenant 50 « bits ». Des techniques spéciales ont été mises au point pour câbler les plans en vue de réaliser une mémoire complète. La capacité de chaque mémoire est de l'ordre de 128 à 1 024 mots, chacun de ceux-ci comprenant au maximum 50 « bits ». Les circuits électroniques d'alimentation et d'exploration sont réalisés sur des panneaux imprimés classiques utilisant des circuits à semiconducteurs. Les panneaux sont empilés dans des cadres de 482,6 ou 660,4 mm, eux-mêmes placés dans des racks disposant de leur propre alimentation. Les circuits ont été étudiés pour permettre un haut degré de sécurité de fonctionnement. Le temps de lecture et de réenregistrement des mémoires de 1 024 à 128 mots est de un demi et un tiers de microseconde respectivement. Une grande variété de modalités d'applications est possible. Les mémoires sont vendues sous forme de plans ou de mémoires complètes, avec ou sans circuits électroniques et sources d'alimentation.

LE CENTRE DE CHÈQUES POSTAUX DE LIMOGES S'ÉQUIPE DE DEUX IBM 1401

L'Administration des P & T vient de faire passer à la gestion électronique le Centre de Chèques Postaux de Limoges qui comprend actuellement 140 000 comptes et effectue en moyenne 80 000 opérations par jour.

Outre la rapidité plus grande des travaux, effectués jusqu'à présent grâce à des moyens mécanographiques classiques, l'ensemble des deux IBM 1401 permettra au Centre l'obtention de renseignements plus complets et la réalisation d'autres travaux pour le compte de l'Administration.

C'est ainsi, par exemple, que la centralisation des écritures comptables des 450 bureaux de poste de la région, le contrôle des opérations effectuées pour le compte du Trésor (paiement des pensions, émission de Bons du Trésor, etc.), le contrôle des mouvements de fonds entre services comptables des P & T et du Trésor pourront être analysés dans leurs moindres détails.

Dans les premiers mois de l'année 1965, les machines calculeront les émoluments pour le compte du Centre Régional de Comptabilité, et établiront les états de paiement de tout le personnel de la région, soit environ 5 000 agents ; dans un avenir très proche, l'utilisation de l'électronique permettra d'assurer la comptabilité du service automobile : calcul des prix de revient et statistiques diverses nécessaires à la gestion du service régional qui utilise actuellement plus de 650 véhicules.

Enfin, les statistiques concernant toutes les opérations effectuées dans 34 départements seront traitées à Limoges.

Grâce à ces statistiques l'Administration des P & T assure l'organisation des bureaux et la mise en place des effectifs nécessaires. Leur examen approfondi est mis à profit pour améliorer sans cesse le service des Postes et Télécommunications.

CALCULATRICE NUMÉRIQUE POUR LA FORMATION DES TECHNICIENS

Dans les collèges ou les écoles d'enseignements techniques, les ingénieurs et les étudiants peuvent être initiés et entraînés à la technologie des calculatrices grâce à un équipement numérique simple qui a été mis au point par l'Elliott Automation. Pour l'étude d'une calculatrice élémentaire, la trousse de chaque étudiant contient : un jeu d'éléments logiques « Minilog », d'autres éléments constitutifs variés, et une collection de diagrammes et dessins.

La fréquence de base du fonctionnement de la calculatrice est fixée soit à 1 Hz soit à 5 Hz et il est possible d'effectuer des calculs individuels. Toutes les opérations d'arithmétique sont faites en série avec des longueurs de mots de 16 chiffres binaires et la lecture en est réalisée, en parallèle, au moyen de commutateurs et de lampes. Les additions, les soustractions, les décalages, les négations, les multiplications et les transferts peuvent être réalisés et on peut facilement créer des circuits logiques différents de ceux de la calculatrice de référence en permutant les connections.

Après qu'on lui ait donné une idée des techniques de calcul, l'élève peut les réaliser lui-même avec la calculatrice. L'instructeur peut alors introduire des erreurs ou fautes de calcul à corriger et même ôter des ensembles logiques entiers, ce qui force l'élève à reconstruire une machine en ne se servant que d'une carte d'enfichage, d'éléments convenables et d'une spécification du fonctionnement désiré. On peut ainsi se familiariser avec tous les problèmes fondamentaux qui peuvent être posés à une

calculatrice binaire et acquérir une compréhension claire de son montage.

En Angleterre, le prix d'une trousse individuelle est de l'ordre de 350 Livres ; il atteint 700 Livres avec les accessoires de montage, l'ébénisterie contenant le montage, etc. Une calculatrice d'entraînement, tous circuits montés et prête à fonctionner, coûterait 1 025 Livres.

Des précisions sur ce matériel peuvent être obtenues en s'adressant à Elliott Brothers (London) Ltd. Boreham Wood. Elstree. Herts - Angleterre.

RUBRIQUE DES SOCIÉTÉS

LA COPRIM

La Radiotechnique s'est constituée à Lyon en 1919 et s'est transférée à Paris en 1922, elle fabriquait à l'époque des tubes de réception et d'émission, en 1929 elle démarre son activité de récepteurs radio grand public, en 1948 les tubes cathodiques, en 1949 les récepteurs de télévision.

Ses locaux de Suresnes étant devenus trop petits pour sa rapide expansion, elle réalisa un vaste plan de décentralisation industrielle, créant successivement les usines :

— de CHARTRES, pour les tubes réception

— de RAMBOUILLET, pour les récepteurs radio,

— de DREUX, pour les tubes cathodiques et les récepteurs de télévision,

— de NOGENT-LE-ROTROU, pour les sous-ensembles télévision,

— de CAEN, pour les semiconducteurs.

En 1954, la Radiotechnique décida de s'intéresser aux composants passifs et confia cette activité à une filiale, la *COPRIM*, dont le Siège Social, l'usine et les laboratoires d'Etude sont à Evreux, le Service Commercial et les laboratoires d'application, à Paris, Passage Charles-Dallery.

Aujourd'hui, la COPRIM occupe 1 200 personnes, elle a fait en 1964 un chiffre d'affaires de 90 millions de Francs, chiffre non négligeable par rapport à sa maison-mère qui occupe 10 000 personnes et dont le chiffre d'affaires a été de 700 millions de Francs pour la même période.

En 1959, confirmant son intérêt pour les composants passifs, La Radiotechnique participa, en collaboration avec PHILIPS et CGE, à la création de la COGECO qui, à Tours, fabrique certains types de condensateurs et de résistances.

Installée à Evreux sur un terrain de 100 000 m², la COPRIM dispose actuellement d'une surface des bâtiments de 20 000 m².

Jeune, la moyenne d'âge est de 27 ans, la COPRIM emploie à Evreux 1 200 personnes, dont 60 ingénieurs et cadres et 210 agents de maîtrises et techniciens parmi lesquels ses laboratoires disposent à eux seuls de 30 ingénieurs et cadres et de 55 techniciens.

Parmi les fabrications de la COPRIM, nous relevons

2000 t/an de *Ferrites*. Ferroxcube (professionnel : pots et grand public) et Ferroxdure (orienté et non orienté),

175 000 000 de *Condensateurs Céramiques* par an (professionnels et grand public),

5 000 000 dm² de *Circuits imprimés* par an (professionnels et grand public). Les prévisions pour fin 1965 sont de 7 000 000 dm²/an.

800 000 *Sous-ensembles* par an (professionnels et grand public).

70 000 000 de tores câblés/an pour les *Matrices Mémoires*.

3 500 000 *Bobinages divers* par an.

10 000 000 de *Résistances bobinées* par an.

1 500 000 *Condensateurs ajustables* par an.

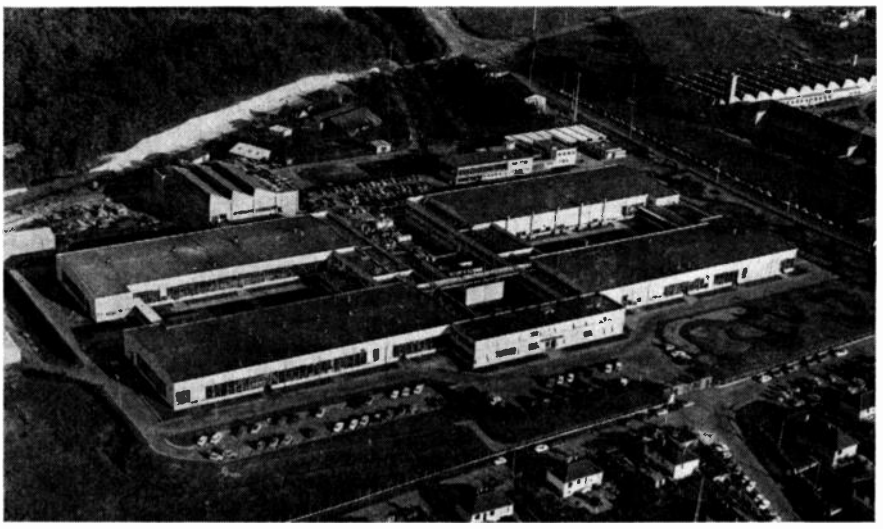
Du côté des Laboratoires, les recherches portent sur les Ferrites, les Circuits logiques et mémoires, la miniaturisation par couches évaporées, les sous-ensembles grand public.

Pour l'ensemble de ces activités, la COPRIM n'est pas isolée : elle a de nombreux échanges avec les centres de la Radiotechnique, particulièrement sur le plan des études. A titre d'exemple, les études de miniaturisation qui sont menées à Evreux par la voie des circuits intégrés à couches minces évaporées sur supports passifs, le sont à Caen par la voie des circuits intégrés sur silicium.

COPRIM a également des échanges avec le L.E.P., qui est surtout pour elle le centre d'études avancées.

D'autre part, COPRIM profite des accords passés en 1931 entre La Radiotechnique et la N.V. PHILIPS de Eindhoven, accords qui lui permettent de s'appuyer sur les réalisations de ce groupe pour ses propres productions.

Cette collaboration a permis de très importantes rationalisations sur le plan des productions, par des échanges de procédés et de brevets qui sont dans le sens de l'Europe Economique de demain.



Vue aérienne de l'usine d'Evreux de la COPRIM.

L'ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE

L'ELECTRONIQUE APPLIQUÉE, dont le siège social est à Paris, 25 rue du Docteur-Finlay, vient d'implanter des Laboratoires de recherches à Talence, en Gironde. Il s'agit d'une extension de ses activités, qui continueront à s'exercer, comme par le passé, dans ses usines de Paris et de Montrouge ; elle a pour

but de donner aux Ingénieurs et Techniciens de l'Université de Bordeaux la possibilité de s'intégrer dans une Société qui contribue aux recherches dans les domaines avancés de l'aérospace et des sciences nucléaires.

Le champ des activités de l'ELECTRONIQUE APPLIQUÉE s'étend déjà à un grand nombre de domaines de l'Electronique Professionnelle, tels que Télécommunications, Traitement des Informations, Calcul Analogique, Applications industrielles, Ultrasons, Détection sous-marine, Instrumentation Nucléaire, Electronique Médicale.

Les laboratoires de Talence ont ouvert avec une quarantaine de techniciens dans la perspective d'atteindre une centaine d'emplois d'ici 1966 et trois cents en 1968.

ACCORD ENTRE CSF ET DBA

La Société DBA et la CSF viennent de conclure un accord de coopération pour les applications, au domaine de l'automobile, de résultats d'études effectuées par CSF et ses filiales.

Cet accord donne à DBA priorité pour la licence de fabrication et de vente, en France et dans les pays de l'Afrique francophone, des produits étudiés par CSF pour l' automobile.

Un premier contrat d'application a été signé aux termes duquel DBA acquiert pour sa filiale française DUCELLIER et Cie la licence exclusive pour la France et les pays de l'Afrique francophone, de l'alternateur pour automobile que CSF et sa filiale italienne DUCATI ELETTROTECNICA ont étudié et mis au point.

Cet alternateur à aimants permanents est, à puissance égale, le plus léger et le plus petit de ceux qui sont actuellement fabriqués ; son industrialisation doit désormais être menée en commun par DUCELLIER et DUCATI ELETTROTECNICA.

Cet accord de coopération, qui respecte les vocations propres des deux groupes, marque le début de l'introduction de l'électronique dans le domaine de l'automobile.

AEG - TELEFUNKEN

La réorganisation de l'AEG, entreprise il y a deux ans, et la transformation du consortium AEG-TELEFUNKEN ont été couronnées de succès. L'AEG a été réorganisé selon des méthodes américaines et en s'appuyant sur les expériences acquises chez TELEFUNKEN, en appliquant le principe de la décentralisation (éléments d'organisation horizontaux et verticaux). L'AEG pour le courant fort et TELEFUNKEN pour le courant faible forment deux groupes ayant les mêmes droits. On a, de la sorte, tenu compte des exigences économiques et techniques présentes et futures et assuré une politique d'affaires unique pour le consortium.

Le groupe occupe actuellement 117 000 personnes et son chiffre d'affaires global, y compris les filiales, mais déduction faite des livraisons réciproques, atteindra 3.7 milliards de DM pour 1964.

PETITES ANNONCES

680 C. — Ingénieur Electronicien ESME dégagé obligations militaires fin août, cherche emploi domaine Automatisme ou Télécommandes-Télémesures. Ecrire à Revue qui transmettra.

---

682 C. — Agence publicité et éditions techniques moyenne importance développant son département RÉGIES cherche REPRÉSENTANT 25-30 ans intéressé par les secteurs électricité-électronique. Il est nécessaire de posséder des connaissances dans ces domaines, un tempérament offensif et une présentation suffisante pour contacts à des niveaux élevés. Poste susceptible de développements intéressants en cas de réussite. Faire parvenir C. V., prétentions et photo si possible à PUBLEDITEC, 13, rue Charles-Lecocq, Paris-15e.

681 C. — IMPTE SOCIÉTÉ ÉLECTRONIQUE

recherche
pr ses Etablissem. de Paris

INGÉNIEURS
CONFIRMÉS

Possédant bonne formation

RADIOPROFESSIONNELLE

et compétences
dans un ou plusieurs des domaines

ÉMISSION H.F.
ALIMENTATION ÉMETTEURS
CIRCUITS LOGIQUES
ASSERVISSEMENTS

Ecrire avec C.V. et prétent.
N° 84.323 Contesse Publicité,
20, av. Opéra, Paris-1er q. tr.

METRIX (Annecy)
recherche

DIRECTEUR TECHNIQUE

chargé en particulier :

- de suivre personnellement le développement des études et projets (2 B.E. groupant 35 techniciens).
- de diriger la fabrication atelier de 400 personnes.
- de superviser les services fonctionnels (méthodes, approvisionnement, contrôle qualité).

Ce poste conviendrait à un

INGÉNIEUR DIPLOMÉ D'UNE GRANDE ÉCOLE

ayant eu des responsabilités de direction (soit études, soit fabrication) dans l'industrie électronique.

Age désiré 35-45 ans. Rémunération élevée. Aucun contact ne sera pris sans votre accord. Veuillez envoyer votre curriculum vitae personnellement à Monsieur D. LUSH, Directeur Général METRIX à Annecy (Hte-Savoie).

BIBLIOGRAPHIE

L'enregistrement photographique des oscillogrammes électroniques, par H.W. FRICKE, traduit de l'allemand par C. ZLOTY-KAMIN.

Il est fréquent que l'image photographique dévoile, sur un oscillogramme, des détails plus nombreux et plus fins que ceux décelés par la simple observation visuelle sur l'écran fluorescent. L'enregistrement photographique constitue donc une opération fondamentale et l'observation visuelle n'a plus pour but que le réglage et le contrôle de l'oscillogramme.

L'enregistrement photographique n'étant traité qu'accidentellement dans la littérature professionnelle, ce livre remplit une lacune en ce domaine. Il traite aussi bien des caméras les plus simples que de celles, plus spécialisées, pour fils sur tambours, à déroulement continu. Leur emploi est expliqué de façon simple.

Le lecteur trouvera dans ce livre, et pour la première fois dans un condensé complet et très illustré, un exposé de toutes les questions concernant l'enregistrement photographique des oscillogrammes électroniques.

Monographies Philips, Dunod, dépositaire pour la France, 108 pages, 74 figures et 8 pages avec photos hors texte, 14,5 × 21,5. Broché : 9,80 F.

Nombres et systèmes aléatoires, par Octav ONICESCU. Traduit du roumain.

Cet ouvrage montre les possibilités d'application de la théorie des probabilités dans les domaines de la recherche et de la technique. La préface de l'édition roumaine précise l'objectif de ce livre :

« Les méthodes de calcul numérique, en particulier la méthode Monte-Carlo, qui mettent en valeur des suites aléatoires afin de réaliser l'intégration de certaines équations de la physique, nous ont montré que les calculateurs renoncent très souvent aux nombres aléatoires et emploient des suites dépourvues du caractère aléatoire et arbitrairement appelées quasi aléatoires, mais qui ne sont qu'irrégulières. Nous nous sommes proposé d'approfondir cette dernière notion, séparément de celle de valeur aléatoire. Nous avons traité en relation avec ce sujet les systèmes à macro- et microstructure, l'une uniforme, l'autre irrégulière.

« Après les suites individuelles, nous avons étendu nos recherches aux systèmes de suites et nous sommes arrivés ainsi aux espaces métriques statistiques et ensuite aux espaces des mouvements browniens, étroitement liés aux problèmes de la marche au hasard.

« Dans chaque chapitre du livre nous nous sommes efforcés de faire ressortir l'interprétation des concepts et méthodes probabilistiques à l'aide de quelques-uns des problèmes les plus importants soulevés par les sciences de la nature et avons souligné que, sous l'influence de ces dernières, la théorie des probabilités évolue elle-même, tout en contribuant d'une manière essentielle au développement de certaines branches de la physique, de la biologie, de la chimie ou de la technique ».

Dans sa forme actuelle, ce livre constitue surtout un programme, faisant ressortir l'étendue d'un ensemble de nouveaux domaines de la science où pénètrent les probabilités, de même que la richesse de leurs implications mathématiques. Ne nécessitant pas des connaissances mathématiques et probabilistes avancées, l'ouvrage de O. ONICESCU ouvre des horizons nouveaux aux ingénieurs, aux chercheurs et aux étudiants qui explorent les domaines de la physique, de la chimie, de la biologie, de l'atome, de l'électronique, de la recherche opérationnelle, etc.

Edition de l'Académie de la République Populaire Roumaine, Eyrolles, éditeur, Paris, 1964. Un volume 17 × 23,5, 284 pages, avec 30 figures, relié sous jaquette. Prix : 59 F.

La science contemporaine, les sciences physiques et leurs applications, sous la direction de Louis LEPRINCE-RINGUET, de l'Académie des Sciences.

Ce premier volume vise à informer un nombre constamment croissant de lecteurs, intéressés par les découvertes spectaculaires de la science actuelle et possédant peu de culture mathématique, du progrès scientifique en leur permettant une compréhension des sciences physiques et de leur évolution rapide.

Les premiers chapitres sont consacrés à la présentation de deux hauts lieux de la science contemporaine, respectivement au service de l'atome et de l'infiniment grand : le Centre Européen de la Recherche Nucléaire au synchrotron à protons de 28 milliards d'électrons-volts. et l'Observatoire Radioastronomique de Nançay aux cents miroirs gigantesques répartis sur un kilomètre carré de lande.

Dans les chapitres suivants, le lecteur explorera l'univers tel qu'il nous apparaît et tel que l'expliquent les découvertes et les calculs de l'astronomie moderne, captera les messages émis par le cosmos grâce à la radioastronomie et à l'étude des rayons cosmiques, et participera aux premiers pas de l'astronautique en passant en revue les différents types de fusées et de satellites.

Il découvrira ensuite, l'optique moderne, science vivante et en plein développement, allant de l'optique à fibres, des méthodes permettant d'observer un objet normalement invisible, contraste de phase et contraste interférentiel, et des couches minces, aux lasers dont les possibilités ouvrent une ère nouvelle et prodigieuse dans le domaine des communications interplanétaires.

Puis, lui seront présentés les énormes moyens mis en œuvre pour traiter l'information, le monde mystérieux des ordinateurs, ces machines au service de l'intelligence, ainsi que les derniers développements de l'électronique de plus en plus « transistorisée » et « miniaturisée ».

Les derniers chapitres traiteront de trois jeunes industries hautement scientifiques, dont l'importance est considérable à notre époque : celle de l'énergie nucléaire, mettant à la disposition de l'humanité une réserve d'énergie extrêmement importante et qui a fait progresser un grand nombre de techniques, métallurgie, biochimie entre autres ; celle des très hautes températures avec les chalumeaux à plasma, et enfin celle des macromolécules, allant des matières plastiques jusqu'aux gènes qui transmettent l'hérédité.

Collection in-quarto Larousse. Paris, 1964.

Tome I, relié 23 × 30, sous jaquette, 368 pages, dont 354 imprimées en deux tons, 16 pages en couleurs, environ 700 illustrations en noir.

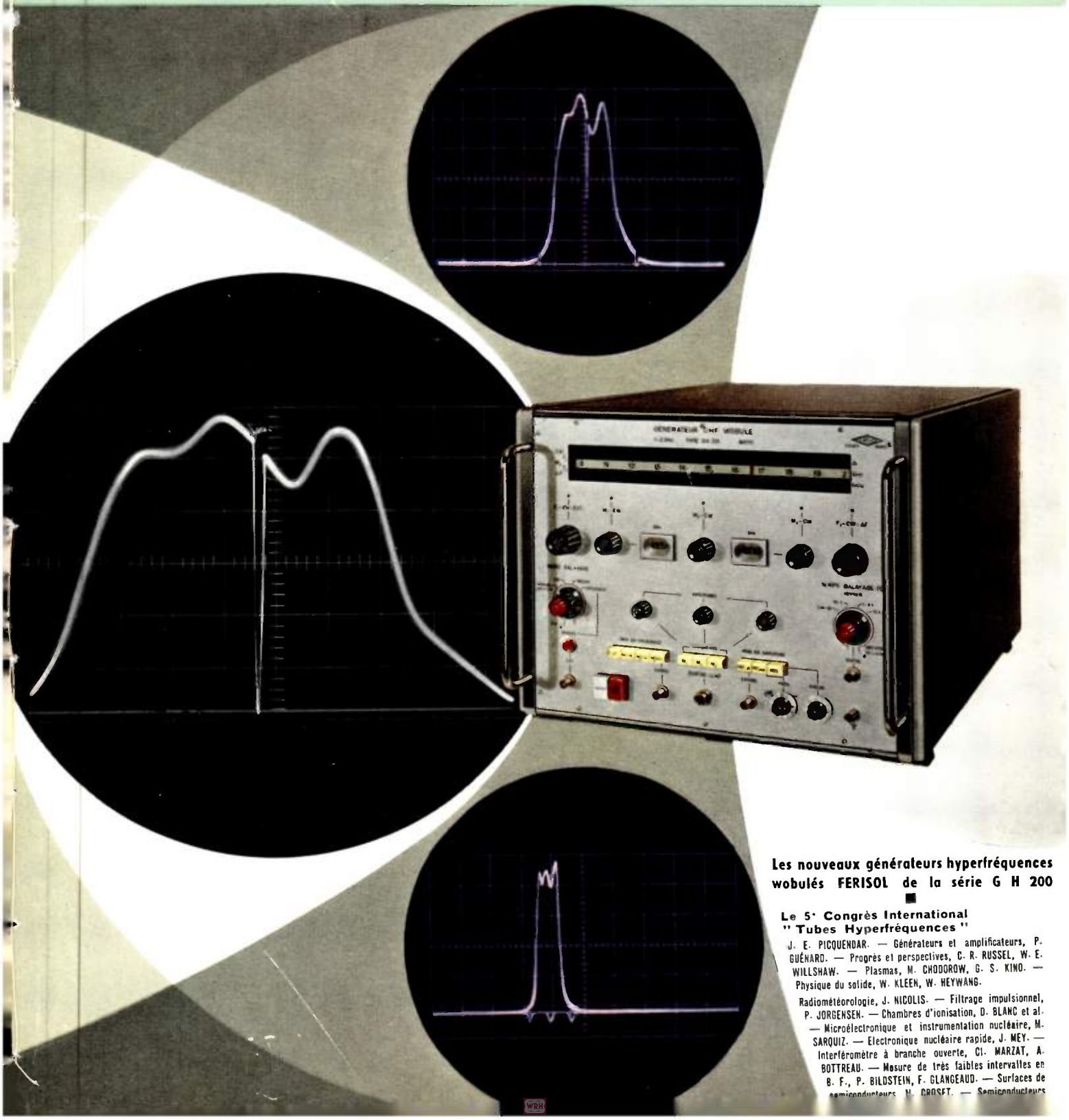
Le second Tome, publié actuellement par fascicules, traitera des bases expérimentales et théoriques essentielles des sciences physiques, entre autres de la mécanique à l'ère spatiale, de la statistique et des probabilités, des bases de la théorie de l'information, de la connaissance de l'état solide.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 457
AVRIL 1965
PRIX : 10 F

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
JUN 2 8 1965

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Les nouveaux générateurs hyperfréquences wobulés FERISOL de la série G H 200

■

Le 5e Congrès International "Tubes Hyperfréquences"

J. E. PICQUENDAR. — Générateurs et amplificateurs, P. GUÉNARD. — Progrès et perspectives, C. R. RUSSEL, W. E. WILLSHAW. — Plasmas, M. CHODOROW, G. S. KINO. — Physique du solide, W. KLEEN, W. HEYWANG.

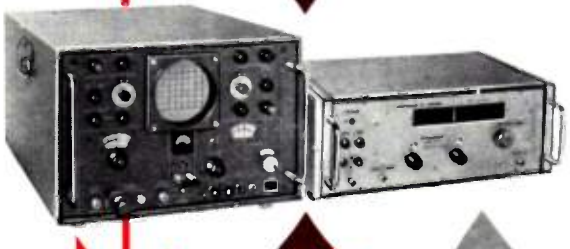
Radiométéorologie, J. NICOLIS. — Filtrage impulsionnel, P. JORGENSEN. — Chambres d'ionisation, D. BLANC et al. — Microélectronique et instrumentation nucléaire, M. SARQUIZ. — Electronique nucléaire rapide, J. MEY. — Interféromètre à branche ouverte, Cl. MARZAT, A. BOTTREAU. — Mesure de très faibles intervalles en B. F., P. BILDSTEIN, F. GLANGEAUD. — Surfaces de semiconducteurs, M. CROSET. — Semiconducteurs

de **10 MHz** à **11.000 MHz**

ANALYSEUR DE Spectre

XB 101A

La conception originale de cet appareil permet à tout laboratoire disposant d'un générateur ou d'un oscillateur hyperfréquence de bonne qualité, délivrant un signal UHF pur (CW) d'une puissance de 1 mW, de s'équiper d'un analyseur de spectre de grandes performances à un prix notablement réduit. En effet, le premier oscillateur local (fonctionnant dans la gamme UHF du signal à observer) n'est pas incorporé. Il suffit d'utiliser pour cette fonction un générateur extérieur.



CARACTÉRISTIQUES :

Plage de fréquences d'utilisation : 800 MHz à 11.000 MHz avec oscillateur extérieur délivrant une puissance de l'ordre de 1 mW. 11.000 MHz à plus de 40 GHz avec oscillateur et mélangeur extérieurs.

Résolution : ..... variable de 5 kHz à 40 kHz (à 3 dB environ)
Excursion en fréquence : 200 kHz à 70 MHz
Fréquence de balayage : ..... 1 à 30 Hz
Sensibilité hyperfréquence : .... ⩾ 70 dBm

MESURES A PARTIR DE 10 MHz

Sensibilité FI : 100 dBm environ constante à ± 1,5 dB pour 70 MHz d'exploration
Atténuateur d'entrée : ..... 0 à 80 dB
Marqueur : linéaire, étalonné tous les 50 kHz
Tube cathodique : ..... 13 cm à fond plat. Post accélération : 10 kV (luminosité élevée)
Dimensions : ..... 520 x 585 x 355 mm
Poids : ..... 52 kg environ
Tiroir complémentaire : type XB OS 101 pour extension des mesures à partir de 10 MHz.

XB 101A + XB OS101

TIROIR COMPLÉMENTAIRE TYPE XB OS 101

S'utilise conjointement avec l'Analyseur de Spectre XB 101 A. Comporte un **oscillateur local incorporé** permettant les mesures entre 10 MHz et 800 MHz sans générateur extérieur • **Entrée signal :** Z = 50 ohms – Atténuateur incorporé : 0 à 90 dB. Puissance HF admissible : 250 mW • **Oscillateur local incorporé :** 10 Hz à 800 MHz en 2 sous-gammes. Précision : ± 1 % • **Sortie FI :** adaptée à l'entrée FI de l'Analyseur XB 101 A • **Excursion en Fréquence :** réglable de 200 kHz à 5 MHz dans la plage 10 MHz à 65 MHz et de 200 kHz à 25 MHz dans la plage 55 MHz à 800 MHz.

ÉTABLISSEMENTS GEFFROY ET CIE
INGÉNIEUR - DOCTEUR - CONSTRUCTEUR

18, AV. PAUL VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES
(S.-&-O.) - TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 lig. gr.)

FERISOL

Société Anonyme au capital de 3.250.000 F

Agence PUBLÉDITEC-DOMENACH 573

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6e Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F. C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso " extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e, Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Les Générateurs Hyperfréquences Wobulés FERISOL, de la série GA 200, couvrent en 4 appareils la bande de 1 à 12,4 GHz. Leur niveau de sortie est régulé. Le balayage s'effectue entre 2 valeurs extrêmes de fréquence F_1 et F_2; 3 signaux de marquage permettent d'en repérer et définir 3 autres. Un bouton-poussoir fait passer les limites de balayage de F_1 et F_2 aux valeurs fixées par les marqueurs extrêmes, le 3e conserve un repère dans la bande explorée. Une excursion en fréquence est permise autour d'une valeur centrale.

Sté FERISOL, 18, av. P.V.-Couturier TRAPPES-78 - Tél. 923-08-00

45e année **Avril 1965** 10 F

N° 457

SOMMAIRE

Le cinquième Congrès International, tubes pour hyperfréquences 401
J.E. PICQUENDAR

Evolution des générateurs et amplificateurs en hyperfréquences 408
P. GUÉNARD

Progrès et perspectives 412
C.R. RUSSEL, W.E. WILLSHAW

Les plasmas et l'ingénieur des hyperfréquences 421
M. CHODOROW, G.S. KINO

La physique du solide et les hyperfréquences 429
W. KLEEN, W. HEYWANG

Une étude radiométéorologique en Méditerranée orientale 439
J. NICOLIS

Filtrage impulsionnel 451
P. JÖRGENSEN

Recherches sur les chambres d'ionisation remplies d'un liquide diélectrique 466
D. BLANC, J. MATHIEU, L. TORRES, P. VERMANDE

Les techniques de la microélectronique et l'instrumentation nucléaire 472
M. SARQUIZ

Techniques actuelles et perspectives de l'électronique nucléaire rapide 476
J. MEY

Réalisation d'un interféromètre à branche ouverte dans la bande des 35 GHz. Application aux diélectriques et à l'étude des colonnes positives de décharge dans les gaz 485
Cl. MARZAT, A. BOTTREAU

Dispositif de mesure de très faibles intervalles de temps entre deux signaux transitoires de forme identique en basse fréquence 492
P. BILDSTEIN, F. GLANGEAUD

Procédés d'études et traitements des surfaces de semiconducteurs 499
M. CROSET

Problèmes posés par l'utilisation des dispositifs à semiconducteurs dans les techniques de l'espace 511
A. CHABERT

Correspondance 517

Informations — Documentation technique — Communiqués — Bibliographie 519

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Genoblre.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette revue est *l'Onde Electrique*.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LE CINQUIÈME CONGRÈS TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES, organisé par la S.F.E.R., la S.F.I.T.V. et la F.N.I.E., s'est tenu à Paris du 14 au 18 septembre 1964, par J.E. PICQUENDARD, *Président du Comité d'Organisation du Congrès, Président de la IV^e Session de la S.F.E.R.* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 401 à 407).

757 participants ont pu assister à la présentation de quatre conférences d'introduction, 146 communications portant respectivement sur les tubes de puissance, les tubes de grande puissance et les études avancées, à trois discussions en « table ronde » sur les tubes à vide, à plasma, à l'état solide pour hyperfréquences, et aux comptes rendus de l'ensemble des communications respectivement par les trois rapporteurs.

Le Congrès a souligné l'intérêt porté aux nouveaux principes de production et d'amplification des ondes électromagnétiques cohérentes.

ÉVOLUTION DES GÉNÉRATEURS ET AMPLIFICATEURS EN HYPERFRÉQUENCES, par P. GUÉNARD, *Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil, Orsay.* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 408 à 411).

Cet article essaie de dégager les grandes lignes de l'évolution des générateurs et amplificateurs en hyperfréquences depuis 1956. L'aspect le plus frappant en est l'apparition de dispositifs n'utilisant pas la technique du vide, mais les propriétés des solides. Les progrès importants en fréquence, en puissance et en qualité des tubes eux-mêmes ont été obtenus essentiellement par une amélioration de modèles de tubes qui existaient en 1956, amélioration basée d'une part sur des progrès technologiques et d'autre part sur une meilleure compréhension de leurs propriétés et de leurs possibilités.

PROGRÈS ET PERSPECTIVES, par C.R. RUSSEL et W.E. WILLSHAW, *M.O. Valve, Co Limited, Londres (Grande-Bretagne).* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 412 à 420).

Les auteurs traitent de l'aspect économique des tubes pour hyperfréquences, des autres tubes industriels et des semiconducteurs.

LES PLASMAS ET L'INGÉNIEUR DES HYPERFRÉQUENCES, par M. CHODOROW et G.S. KINO, *Université de Stanford, Californie (U.S.A.).* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 421 à 428).

Les auteurs révèlent l'important travail effectué à la « Stanford University », sur les plasmas; ceux-ci offrent des possibilités multiples en hyperfréquences tant comme dispositifs actifs que comme dispositifs passifs ; mais il subsiste de grandes difficultés. Par ailleurs l'étude des plasmas a fait découvrir des applications dans des domaines autres que celui des hyperfréquences : conversion thermoionique, moteurs ioniques, magnéotohydrodynamique, fusion thermonucléaire.

LA PHYSIQUE DU SOLIDE ET LES HYPERFRÉQUENCES, par W. KLEEN et W. HEYWANG, *Siemens und Halske, Munich (Allemagne).* L'Onde Electrique d'avril 1965, (pages 429 à 438).

Les auteurs exposent les résultats obtenus par des dispositifs à état solide particulièrement intéressants comme générateurs d'harmoniques. Ils délimitent les domaines respectifs des dispositifs à état solide et des tubes à vide mais de manière sans doute provisoire.

UNE ÉTUDE RADIOMÉTÉOROLOGIQUE EN MÉDITERRANÉE ORIENTALE, par J. NICOLIS, *Ingénieur-Docteur, chef du laboratoire des Recherches radioélectriques, Organisation des télécommunications helléniques, Athènes, Grèce.* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 439 à 450).

On étudie la propagation pour différentes liaisons radioélectriques d'une longueur variant entre la visibilité optique et des distances transhorizon. Cette étude est faite pour une fréquence de 1 760 MHz. On commence par analyser les modes de propagation : visibilité, diffraction, réflexions partielles, diffusion et on en donne la répartition en fonction du temps. Ensuite on recherche les corrélations entre les caractéristiques du signal (intensité et fluctuations) et les paramètres radiométéorologiques : indice de réfraction, gradient d'indice, stabilité atmosphérique, vitesse du vent. On constate entre autres que l'indice de réfraction au sol n'est pas un paramètre qui peut être systématiquement représentatif. On termine par deux annexes, l'une relative à l'étude statistique de deux populations différentes, l'autre au rôle des feuillets situés au-dessus de la base du volume commun dans le cas d'une liaison transhorizon.

FILTRAGE IMPULSIONNEL, par P. JÖRGENSEN, *Service Automation, Saint-Gobain.* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 451 à 465).

Connaissant les caractéristiques du signal utile (forme, durée, nombre d'impulsions), cette note montre comment on peut l'extraire de signaux parasites (bruit, échos diffus, brouilleurs).

On opère en deux étapes :

— mise en forme du signal permettant de le différencier des signaux parasites,

— extraction du signal utile.

Deux exemples d'applications pratiques, montrant l'efficacité de cette technique, sont donnés, l'un, dans le cas où le signal utile est une seule impulsion de durée comprise entre deux limites, l'autre, dans le cas où le signal utile est composé d'un pseudo train de 3 à 5 impulsions.

RECHERCHES SUR LES CHAMBRES D'IONISATION REMPLIES D'UN LIQUIDE DIÉLECTRIQUE, par D. BLANC, J. MATHIEU, L. TORRES, P. VERMANDE. *Centre de physique nucléaire, Faculté des Sciences de Toulouse.* L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 466 à 471).

On résume l'ensemble des travaux effectués par le Centre de Physique Nucléaire depuis 1958 : courant résiduel, courbes caractéristiques sous irradiations alpha et gamma, réponse à des flux de neutrons rapides (3 MeV et 14 MeV).

Les recherches actuelles portent sur la comparaison des courbes de palier obtenues pour les rayons alpha, gamma ou les neutrons : pour chaque type de rayonnement, les prolongements des paliers correspondant à diverses valeurs du flux sont concourrants en un point situé sur l'axe des abscisses. Les points caractéristiques des rayonnements incidents se distribuent selon l'axe des abscisses dans un ordre qui semble être celui des efficacités biologiques relatives. Ces résultats confèrent un grand intérêt à de tels détecteurs en dosimétrie biologique.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE PHYSICS OF THE SOLID STATE AND THE HYPERFREQUENCIES, by W. KLEEN and W. HEYWANG. *Siemens und Halske, Munich (Allemagne)*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 429 to 438).

The writers give the results obtained with solid state devices, particularly suitable as generators of harmonics. They define the limits of the respective fields for the use of solid state devices and vacuum tubes but in a provisional manner.

A RADIO METEOROLOGICAL STUDY, by J. NICOLIS, *Ingénieur-Docteur, Chef du laboratoire des recherches radioélectriques, Organisation des Télécommunications hellèniques, Athènes Grèce*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 439 to 450).

This is a study of the propagation in differing radio electrical circuits of a range varying between optical range and transhorizon distances. This study is made for a frequency of 1 760 MHz. It begins by an analysis of the merits of propagation ; visibility, diffraction, partial reflections, and diffusion and the distribution of these in relationship to time is given. Then some co-ordination is sought between the characteristics of the signal (strength and fading) and the radio meteorological parameters, namely the refractive index, the gradient index, the atmospheric stability and the wind speed. Among other things it is noted that the refractive index at ground level is not a parameter which may be systematically representative. The account ends with two additions, one relative to the statistical study of two different populations, the other concerned with the role of leaves situated above the bottom of the common volume in the instance of a transhorizon circuit.

DISCRIMINATORY PULSE FILTRATION, by P. JÖRGENSEN, *Service Automation Saint-Gobain*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 451 to 465).

The article shows how a wanted signal can be differentiated from unwanted echoes, noise, interference, etc. once the characteristics of the signal (shape, duration, number of pulse in the train of signals, etc.) are specified.

The operation is in two stages :

— Shaping of the wanted signal so that it may be differentiated easily from the unwanted components.

— Extraction of the wanted signal.

Two examples of a practical application showing the effectiveness of the method are given. In one case the wanted signal is a single pulse of duration specified within two limits ; in the other it is a pseudo train of three to five pulses.

INVESTIGATIONS ABOUT IONISATION CHAMBERS FILLED BY A DIELECTRIC LIQUID, by D. BLANC, J. MATHIEU, L. TORRES, P. VERMANDE, *Centre de physique nucléaire, Faculté des Sciences de Toulouse*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 466 to 471).

We sum - up the entire work made by the Nuclear Physics center from 1958 : residual current, plateau curves under alpha and gamma irradiations answers in fast neutrons irradiations (3 and 14 MeV).

The present investigations bear on the comparison between the plateau curves obtained for alpha, gamma rays and for fast neutrons : for every type of radiation, extrapolations of plateau curves for different values of the fluxes intersect in a point situed on the abscisses axis. The typical points for incident radiations are distributed on the abscisse axis in an order which affears to be the order of RBE. This results give a great interest to such detectors in biologic dosimetry.

THE FIFTH CONGRESS ON TUBES HYPERFREQUENCIES, organized by S.F.E.R., S.F.I.T.V. and F.N.I.E., and held in Paris from 14th to 18th September 1964, by J.E. PICQUENDAR, *Président du Comité d'Organisation du Congrès, Président de la IV^e Session de la S.F.E.R.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 401 to 407).

757 participants were able to attend the event, involving 4 introductory meetings, 146 papers bearing on power tubes, high-power tubes and advanced research. 3 round-table discussions on vacuum tubes, plasma, solid state operation for hyperfrequencies, and many accounts of the whole of the proceedings by three reporters.

This Congress has underlined the interest which exists in the new principles of production and amplification for coherent electromagnetic waves.

DEVELOPMENT OF GENERATORS FOR HYPERFREQUENCIES, by P. GUENARD, *Compagnie générale de télégraphie Sans Fil. Orsay*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 408 to 411).

This article attempts to delineate the principal lines of evolution in generators and amplifiers for hyperfrequency since 1956. The most striking point is the appearance of devices using solid state materials and not vacuum techniques. The substantial progress in frequency in power and in quality of the tubes themselves has been obtained basically by an improvement of the types of tubes which existed in 1956, an improvement based in part on technological progress and in part on a better understanding of their characteristics and their possibilities.

PROGRESS AND PROSPECTS, by C.R. RUSSEL and W.E. WILLSHAW. *M. O. Valve Co Limited, Londres (Grande-Bretagne)*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 412 to 420).

The authors deal with the economic aspects of tubes for hyperfrequencies and also for industrial tubes and semiconductors.

PLASMAS AND THE HYPERFREQUENCY ENGINEER, by M. CHODOROW and G.S. KINO, *Université de Stanford, Californie (U.S.A.)*. L'Onde Electrique, April 1965 (pages 421 to 428).

The authors disclose the substantial work carried out at Stanford University on plasmas. These offer many possibilities at hyperfrequency either as active devices or as passive devices, but some considerable difficulties do remain. However, the study of plasmas has disclosed applications in fields other than that of hyperfrequencies, such as thermo-ionic conversion, ionic meters, magnetohydrodynamics and thermonuclear fusion.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

LES TECHNIQUES DE LA MICROÉLECTRONIQUE ET L'INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE, par M. SARQUIZ, *Service d'Electronique Industrielle C.E.N. de Saclay*. L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 472 à 475).

Dans cet article, l'auteur examine les questions d'ordre général qui se posent quant à l'emploi, dans l'instrumentation nucléaire de demain, des composants nouveaux qui apparaissent dès maintenant sur le marché à la suite de la mise en œuvre industrielle des techniques de la microélectronique.

TECHNIQUES ACTUELLES ET PERSPECTIVES DE L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE RAPIDE, par J. MEY, *Commissariat à l'Energie Atomique, Département d'Electronique Générale, Section d'Instrumentation Nucléaire Rapide, CEN, Grenoble*. L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 476 à 484).

Le but de cet article est d'effectuer d'abord un bilan des résultats les plus significatifs, obtenus au cours des deux dernières années, dans le domaine de l'électronique nucléaire rapide. Ensuite, d'essayer d'éclaircir les idées, d'une façon encore spéculative, sur les développements qu'il semble raisonnable d'envisager dans l'avenir immédiat.

RÉALISATION D'UN INTERFÉROMÈTRE A BRANCHE OUVERTE DANS LA BANDE DES 35 GHz. Application aux diélectriques et à l'étude des colonnes positives de décharge dans les gaz, par Cl. MARZAT et A. BOTTREAU, *Laboratoire d'optique ultra hertzienne de la Faculté des Sciences de Bordeaux*. L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 485 à 491).

L'appareil décrit dans cet article permet de faire des mesures de constantes diélectriques ε' et ε'' d'échantillons plats ou cylindriques. Après avoir procédé à sa mise au point sur des diélectriques dont la permittivité était mesurée par d'autres méthodes, les auteurs sont passés à la mesure d'indices de colonnes positives de décharges électriques dans les gaz d'où fut déduite la densité électronique moyenne en fonction du courant. Cet appareil permettant de détecter des variations de 3.10^7 électrons/cm^3 pourra s'appliquer, semble-t-il, aux mesures de vrais plasmas à constantes diélectriques complexes.

DISPOSITIF DE MESURE DE TRÈS FAIBLES INTERVALLES DE TEMPS ENTRE DEUX SIGNAUX TRANSITOIRES DE FORME IDENTIQUE EN BASSE FRÉQUENCE, par P. BILDSTEIN, F. GLANGEAUD, *Laboratoire de Physique de l'Exosphère*. L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 492 à 498).

Après avoir mis en évidence les difficultés de mesure du retard entre deux paquets d'ondes radioélectriques semblables, de fréquence acoustique, les auteurs présentent les solutions électroniques qu'ils ont adoptées. Les retards ainsi définis sont de l'ordre de la microseconde, la précision de 1 %. Les mesures sont étendues aux cas où le retard varie pendant la durée d'un paquet d'ondes.

PROCÉDÉS D'ÉTUDES ET TRAITEMENTS DES SURFACES DE SEMICONDUCTEURS, par M. CROSET, *Ingénieur EPCI, Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil*. L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 499 à 510).

La théorie physique de la surface des semiconducteurs est exposée brièvement à partir du modèle des bandes.

Un certain nombre de moyens expérimentaux d'études de l'ensemble semiconducteur-revêtement protecteur, sont décrits. Les résultats obtenus permettant d'envisager un mécanisme physico-chimique de migration ionique responsable de l'évolution lente des caractéristiques des éléments semiconducteurs.

PROBLÈMES POSÉS PAR L'UTILISATION DES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS DANS LES TECHNIQUES DE L'ESPACE, par A. CHABERT, *Institut de Physique Nucléaire de Lyon*. L'Onde Electrique d'avril 1965 (pages 511 à 516).

L'équipement électronique embarqué dans les satellites étant susceptible de recevoir des doses de rayonnement de l'ordre de celles produisant des altérations sensibles aux composants construits à partir de matériaux semiconducteurs, il s'avère nécessaire d'étudier le comportement de ces dispositifs en présence de radiations. Ces études présentent trois aspects : détermination du champ de rayonnement spatial, études des matériaux semiconducteurs puis des dispositifs électroniques comportant des semiconducteurs dans un champ de rayonnement.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

DESCRIPTION OF AN EQUIPMENT MEASURING VERY SMALL TIME INTERVALS BETWEEN LOW FREQUENCY SIGNALS OF IDENTICAL WAVE-FORMS. by P. BILDSTEIN, F. GLANGEAUD. *Laboratoire de Physique de l'Exosphère.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 492 to 498).

The major difficulties of such a measurement in the acoustical range of frequency are stressed, and the electronic circuits wich were developed are described. The order of magnitude of measurable time intervals is one microsecond, the accuracy one per cent. Measurements can be extended to the case where time interval varies in the course of the signal.

MICROELECTRONIC'S TECHNIQUES AND NUCLEAR INSTRUMENTATION, by M. SARQUIZ, *Service d'Electronique Industrielle, CEN de Saclay.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 472 to 475).

In this paper, we examine general questions dealing with the use, in connection with future Nuclear Instrumentation, of new components appearing now on the market because of the industrialization of microelectronic's techniques.

STUDY AND TREATMENT OF SEMICONDUCTOR SURFACES, by M. CROSET, *Ingénieur EPCI, Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 499 to 510).

The physical theory of the surface of semiconductors is explained briefly working from a band model.

A few experimental methods available for the study of assembly of the semiconductor and its protecting support are described. The results obtained suggest a physical/chemical mechanism of ionic migration responsible for the slow development of the characteristics of semiconductor elements.

PRESENT-DAY AND FUTURE TECHNIQUES IN RAPID NUCLEAR ELECTRONICS, by J. MEY, *Commissariat à l'Energie Atomique. Département d'Electronique Générale, Section d'Instrumentation Nucléaire Rapide C.E.N. Grenoble.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 476 to 484).

The purpose of this article is first of all to make an assessment of the most significant results obtained during the last two years in the field of rapid nuclear electronics. Then to try to clear up ideas which are still speculative on the developments which it seems reasonable to expect in the immediate future.

PROBLEMS SET BY UTILIZATION OF SEMICONDUCTING DEVICES IN SPACE TECHNIQUES, by A. CHABERT, *Institut de Physique Nucléaire de Lyon.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 511 to 516).

The electronic equipment of space vessels may be exposed to radiation levels high enough to damage electronic devices constructs of with semiconducting materials, so it is a necessity to study the behaviour of such devices when exposed to radiation. These studies will present three aspects : the determination of radiation levels in space, the studies of semiconducting materials and electronic devices using such materials when exposed to radiations.

DESIGN OF AN OPEN BRANCH INTERFEROMETER IN THE 35 GHz BAND. Its application to dielectrics and to the study of positive discharge columns in gases, by Cl. MARZAT and A. BOTTREAU, *Laboratoire d'optique ultra hertzienne de la Faculté des Sciences de Bordeaux.* L'Onde Electrique, April 1965 (pages 485 to 491).

The apparatus described in this article makes it possible to measure the dielectric constants ε' and ε'' of flat or cylindrical samples. After having applied this to dielectrics whose permitivity was measured by other methods, the writers go on to the measurement of the index of positive electrical discharge columns in gases from which were deduced the average electronic density as a function of current. This apparatus makes it possible to detect the variations of 3.10^7 electrons per cubic centimeter and can be applied, it would seem, to measurements of real plasmas having complex dielectric constants.

LE CINQUIÈME CONGRÈS INTERNATIONAL TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

(Paris, 14 au 18 septembre 1964)

PAR

J.E. PICQUENDAR

Président du Comité d'Organisation du Congrès
Président de la IVe Section de la S.F.E.R.

1. Les congrès " tubes pour hyperfréquences "

Le premier « Congrès International Tubes pour Hyperfréquences », manifestation internationale dont l'initiative est due à M. WARNECKE, a été organisé sous le patronage de la S.F.E.R. (Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens) et de la S.F.I.T.V. (Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide), à Paris en 1956. L'intérêt d'une telle manifestation était apparu à la plupart des chercheurs européens qui s'étaient trouvés sans contact avec les centres actifs de recherches pendant la guerre et qui, en outre, éprouvaient le besoin de confronter leurs idées.

Devant le succès de ce Congrès, il a été décidé d'en organiser de nouveaux tous les deux ans. Ceux-ci se tinrent en 1958 à Londres, en 1960 à Munich, en 1962 à Scheveningen (Hollande).

Au Congrès de Scheveningen en 1962, il avait été observé un certain ralentissement dans les nouvelles présentations, en conséquence, les organisateurs avaient recommandé des efforts accrus pour relancer l'intérêt de ces manifestations.

Dans ce dessin, pour le nouveau Congrès de 1964 à Paris, les organisateurs ont prévu des modifications par rapport aux précédents Congrès.

2. Organisation du Ve Congrès

La S.F.E.R., la S.F.I.T.V. et la F.N.I.E. (Fédération Nationale des Industries Electroniques) ont bien voulu patronner ce cinquième Congrès et en ont confié l'organisation à un Comité placé sous la présidence de M. J.E. PICQUENDAR, Président de la Quatrième Section "Tubes Electroniques" de la S.F.E.R.

Un Comité de Réception a été chargé d'accueillir les Congressistes, de prévoir des locaux et une infrastructure. Un Comité Conférences a défini le cadre technique des communications, les critères et les procédures de sélection ainsi que le programme des séances successives.

2.1. L'ACCUEIL DES CONGRESSISTES

Le premier problème posé concernait, bien entendu, la date et le lieu du Congrès. Bien des congressistes auraient apprécié l'atmosphère calme et chaleureuse d'un lieu de villégiature bien pourvu en équipement hôtelier. Les organisateurs auraient souhaité faire coïncider le Congrès avec une manifestation technique internationale attirant un public scientifique important, par exemple le Salon International des Composants Electroniques. Le Comité a dû renoncer à l'originalité et prévoir le Congrès à Paris, en septembre, plus précisément à l'Ecole Polytechnique qui, pour la première fois, accueillait une manifestation technique internationale.

Cette Ecole, en plein cœur de Paris, abrite dans ses murs historiques trois grands amphithéâtres, un vaste parc de stationnement, un réfectoire et des locaux suffisants pour héberger toutes les fonctions annexes d'un grand Congrès. Ainsi, les Congressistes pouvaient se retrouver aisément, en dehors des séances, dans les locaux mis à leur disposition.

L'hébergement des Congressistes et l'ensemble des manifestations non scientifiques :

— distraction pour les épouses des congressistes,
— cocktail au Palais de Chaillot,
— croisière sur la Seine,

ont été organisés avec la coopération de l'Agence HAVAS, à la satisfaction de tous.

Le Congrès a réuni 757 participants de toutes nationalités ; on a noté, pour la première fois, la présence de représentants de la République Populaire de Chine.

2.2. L'ORGANISATION DES CONFÉRENCES

Dans les circonstances techniques et économiques, la plupart des travaux sur les tubes hyperfréquences pouvaient être d'un moindre intérêt faute de présenter un caractère de nouveauté technique ou de ressortir à la concurrence industrielle. Aussi, a-t-il été envisagé d'orienter les travaux du Congrès vers une extension du domaine des tubes pour hyperfréquences et les conseils d'un Comité Scientifique composé de personnalités de la recherche en tubes pour hyperfréquences ont été sollicités.

Avec l'aide de ce Comité Scientifique, l'intérêt du Congrès a été reporté plus spécialement sur :

— les derniers résultats des études théoriques portant sur le fonctionnement et le comportement des tubes pour hyperfréquences ;
— l'orientation des travaux de recherche, relatifs à des tubes fonctionnant selon des principes nouveaux;
— les caractéristiques récemment obtenues et les procédés mis en œuvre.

Bien qu'en principe les sujets pouvant faire l'objet de communications dans d'autres manifestations scientifiques internationales (électronique quantique, semiconducteurs, physique des milieux ionisés) aient été écartés, nous les avons retenus toutefois quand ils se rapportaient à des dispositifs s'apparentant par leur principe ou par leur utilisation aux amplificateurs ou aux générateurs d'ondes électromagnétiques cohérentes.

Les sujets de communications et de discussions retenus ont été répartis entre trois sections d'études :

— tubes de petite puissance, présidée par M. ZWOBADA,
— tubes de grande puissance, présidée par M. METIVIER,
— études avancées, présidée par M. MOURIER.

Pour choisir parmi deux cents communications proposées, pratiquement toutes de haute valeur scientifique et conformes au programme du Congrès, le Comité Conférence a demandé le concours d'un Comité International de Lecture. Celui-ci, réuni à Paris, a choisi 146 communications et les a également répartis entre les trois sections d'études.

Pour que les congressistes n'aient pas l'impression d'avoir écouté une suite de communications sans idée directrice et pour rétablir une certaine unité, il a été prévu :

— avant les communications quatre conférences d'introduction,
— après les communications trois discussions sur des sujets particuliers sous forme de « table ronde » entre quelques spécialistes hautement qualifiés, avec un animateur, l'ensemble des congressistes ayant la possibilité de suivre les débats.

Ces discussions ont eu lieu successivement en séance plénière. Au cours de la dernière séance, les animateurs ont pu en exposer les conclusions.

Enfin, au cours de la séance plénière de clôture, les rapporteurs de chaque section d'études ont fait un compte rendu des travaux.

3. Climat économique et scientifique

La conjoncture se présente ainsi en ce qui concerne les tubes pour hyperfréquences :

1° il n'y a jamais eu autant de tubes en service ;

2° la durée de vie de ces tubes est supérieure à ce qui était escompté ;

3° la production a été multipliée par trois pendant la dernière décennie ;

4° les moyens de production sont généralement supérieurs aux besoins.

D'autre part, les besoins en tubes nouveaux ont été satisfaits au cours des dernières années et il n'est guère de problèmes qui ne trouvent leur solution avec les tubes existants ou leurs dérivés ; la charge des laboratoires de recherche ou de développement tend donc à diminuer.

Ainsi s'explique la crise dont souffre l'industrie des tubes aux Etats-Unis: il y a eu en 1964 un effondrement en bourse des valeurs des industries de tubes électroniques et plus particulièrement de tubes pour hyperfréquences. Les réactions américaines sont généralement plus violentes que les réactions européennes, mais le même phénomène est perceptible en Europe.

La crise américaine a eu vraisemblablement pour origine la sousestimation de la durée de vie des tubes, elle a été précipitée par la réduction considérable des crédits de recherche du Ministère de la Défense, qui passait d'une politique de libéralisme à une politique plus économe d'orientation de la recherche, se rapprochant un peu de celle des Administrations Militaires européennes.

Les Applications de l'Espace ont intéressé, un moment, les fabricants de tubes pour hyperfréquences ; en fait, elles n'ont guère posé de problèmes nouveaux : le tube de transmission pour satellite est un tube à onde progressive de longue durée de vie et de faible poids, les émetteurs au sol utilisent des klystrons ou des tubes à onde progressive de puissance peu différente de celle des tubes existants.

Pendant des années, la préoccupation des chercheurs en tubes a été le déplacement de la courbe limite fréquence-puissance ; en 1960, on était arrivé au concept des tubes super-puissants et on parlait de puissances de crêtes de 50 MW et moyenne de 1 MW, en bande S, de puissance continue de 1 MW en bande X ; ces valeurs sont théoriquement obtenues en 1964.

Dans le domaine des fréquences élevées, on a réalisé des tubes oscillant sur des fréquences correspondant à des longueurs d'ondes de quelques centaines de microns ; ce sont par exemple les carcinotrons fabriqués par la C.S.F. Pour ces tubes, comme pour les tubes super-puissants, les besoins sont faibles, faute d'applications ; il semble en conséquence que la recherche orientée vers les fréquences et les puissances élevées ait nettement dépassé les besoins actuels.

4. Séance inaugurale

M. G. PALEWSKI, Ministre d'Etat présidant la séance inaugurale, a rappelé l'évolution des tubes hyperfréquences au cours des trente dernières années. Dans cette période, la technique a dominé successivement les ondes métriques, puis centimétriques, puis millimétriques ; on produisait des tubes de plus en plus puissants. La recherche a résolu avec succès les problèmes posés. M. PALEWSKI a également constaté que le programme du Congrès marquait le désir d'élargir le domaine des études concernant les tubes pour hyperfréquences, en considérant les milieux ionisés et les solides. En terminant, il a exprimé sa vive satisfaction quant au succès de ce Congrès qui groupait plus de 700 spécialistes de tous pays.

Le Général B. CAZELLES, Commandant l'Ecole Polytechnique, a ensuite souhaité la bienvenue aux congressistes, il a rappelé brièvement l'histoire de l'Ecole Polytechnique, le but qui lui a été fixé et le rôle qu'elle joue dans la formation de nouveaux chercheurs.

M. Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences, Président du Comité d'Honneur, a ensuite attiré l'attention sur la prise en considération par le Congrès de phénomènes nouveaux comme par exemple l'utilisation du mouvement des électrons dans la matière et, en particulier, dans les semiconducteurs et les plasmas. Puis il a donné une vue sommaire des travaux qui se dérouleront au cours du Congrès et il a terminé en souhaitant que jaillissent des idées nouvelles susceptibles d'orienter d'une façon fructueuse l'étude de nouveaux modes de production des hyperfréquences et de créer de nouvelles applications.

Dans son allocution, M. R. WARNECKE, Président d'Honneur du Comité d'Organisation, constate que les recherches en matière de tubes pour hyperfréquences courants sont arrivées à un haut degré de maturité. Il insiste sur la nécessité de s'intéresser à des concepts nouveaux, par exemple, aux propriétés des plasmas. Il constate cependant que ces études ne sont pas soutenues financièrement avec la même vigueur que celles qui ont porté sur les tubes pour hyperfréquences courants ; il note, en conséquence, l'obligation pour les Laboratoires de Recherches d'élargir leur activité pour maintenir le potentiel technique considérable qu'ils ont accumulé ; il pourra en résulter l'obligation de coordinations, de coopérations, voire même d'associations entre Laboratoires.

M. J.E. PICQUENDAR clôt la séance inaugurale en faisant remarquer que ce 5^e Congrès International s'ouvrait dans un climat économique et technique assez différent de ceux qui existaient lors des Congrès précédents. Il examine les conséquences de cette situation sur l'orientation scientifique et l'organisation de la réunion. Il rappelle l'évolution des techniques qui ont amené les spécialistes à évoluer des tubes classiques aux tubes pour hyperfréquences. Ces spécialistes sont amenés maintenant à considérer les électrons dans les solides et les plasmas ; ils doivent constamment élargir leur champ de recherches.

M. PICQUENDAR termine en exposant l'organisation du 5^e Congrès, et en remerciant le Général CAZELLES de l'amabilité avec laquelle il a bien voulu, pour la première fois dans l'histoire de l'Ecole Polytechnique, mettre les locaux à la disposition d'un Congrès.

5. Conférences d'introduction

Au cours de la séance plénière présidée par MM. R. WARNECKE et J.E. PICQUENDAR, quatre conférences ont été faites.

— M. P. GUÉNARD a fait le point de l'évolution depuis dix ans des générateurs et amplificateurs pour hyperfréquences.

Cette évolution a concerné :

a) d'une part, les tubes à vide dont les performances ont été améliorées grâce à des progrès technologiques très importants et dont le développement industriel a été très poussé ;

b) d'autre part, les dispositifs à plasma et surtout les dispositifs à état solide sur lesquels le plus gros effort de recherche a été porté.

— M. W. HEYWANG en collaboration avec M. W. KLEEN a exposé les résultats obtenus par des dispositifs à état solide particulièrement intéressants comme générateurs d'harmoniques. Il a délimité les domaines respectifs des dispositifs à état solide et des tubes à vide, mais de manière sans doute provisoire.

— M. CHODOROW a révélé l'important travail effectué avec M. KINO, à la Stanford University, sur les plasmas ; ceux-ci offrent des possibilités multiples en hyperfréquences tant comme dispositifs actifs que comme dispositifs passifs ; mais il subsiste de grandes difficultés. Par ailleurs l'étude des plasmas a fait découvrir les applications dans des domaines autres que celui des hyperfréquences : conversion thermoionique, moteurs ioniques, magnétohydrodynamique, fusion thermonucléaire.

— MM. RUSSEL et WILLSHAW ont traité de l'aspect économique des tubes pour hyperfréquences, des autres tubes industriels, des semiconducteurs.

Les traductions françaises de ces conférences sont publiées in extenso dans ce numéro de *l'Onde Electrique*, à la suite du présent compte rendu.

6. Tables rondes

6.1. TUBES ET HYPERFRÉQUENCES
(Animateurs M. E.P. COURTILLOT).

M. COURTILLOT s'est attaché à exposer les problèmes qui se posent à ceux qui ont la charge de développer la fabrication des tubes. En effet, si certaines performances ont été atteintes, elles l'ont été avec des tubes pour applications militaires, sans souci de simplification ni de coût ; pour industrialiser véritablement les tubes, il reste à surmonter des difficultés.

Par exemple, comment peut-on admettre que des convertisseurs d'énergie électromagnétique d'une puissance de plusieurs centaines de kilowatts n'aient pas

un rendement supérieur à 30 % alors qu'on n'a plus l'excuse de considérer le rendement correspondant au cycle de Carnot.

D'autre part, le prix des tubes est énorme et la durée de vie à peine avouable.

Enfin, les tubes ne sont pas exempts de critiques tant sur le plan mécanique qu'électrique, en particulier pour ce qui concerne les caractéristiques phase-amplitude et phase-fréquence, ce qui limite les applications dans les domaines des communications et de la télévision.

M. WILLSHAW a fait pertinemment remarquer qu'il ne faut pas abuser des tubes en les utilisant à d'autres fins que celles pour lesquelles ils ont été conçus.

M. ALLEN a vanté les mérites de l'état solide ; mais pour le moment, il faudrait davantage organiser que conquérir.

M. JASBERG, dans un autre ordre d'idées, a souligné a nécessité d'aider les Universités.

6.2. PLASMAS ET HYPERFRÉQUENCES (Animateur M. le Professeur J.L. DELCROIX).

Au cours de son exposé, M. le Pr DELCROIX a fait remarquer que les applications pratiques des plasmas sont encore assez restreintes : ils sont principalement utilisés dans des dispositifs commutateurs mettant en pratique leur propriété conductrice à faible inertie. Mais on peut aussi concevoir des dispositifs passifs à plasma (atténuateurs, déphaseurs, modulateurs).

Bien qu'il ait été question au cours des présentations de deux dispositifs actifs : un tube de 12 kW à 3 GHz et un tube de 6 mW à 11 GHz, à plasma, l'étude de ces derniers doit rester encore du domaine des physiciens et non du domaine du fabricant de tubes.

De gros progrès sont à faire dans la connaissance des problèmes de propagation et la théorie doit s'attaquer à des problèmes plus réalistes que ceux qui ont été traités jusqu'à présent, en particulier l'influence des variations locales de densité.

De nombreux résultats théoriques ou expérimentaux s'accumulent mais chacun apparaît comme un cas particulier ; il serait très utile de les rassembler en un ouvrage analogue à la série du M.I.T. qui a rassemblé les résultats obtenus pour les hyperfréquences de 1940 à 1944.

Pour exécuter un tel travail, on pourrait penser à l'U.R.S.I. ou au National Bureau of Standards.

Les expériences qui ont été présentées à ce Congrès mettent en évidence les problèmes suivants :

— on manque de méthodes de mesure des formes d'ondes.

— le choix est encore à faire de la méthode de production du plasma, pour des dispositifs pratiques ; il faudrait tenir compte de son rendement.

— les tubes de forte puissance posent des problèmes de saturation.

— les problèmes de couplage à l'entrée et à la sortie devraient, semble-t-il, être abordés par l'étude du couplage entre les différents modes de propagation dans les plasmas.

Du fait que les plasmas doivent rester encore un domaine de recherche pour les physiciens, mais où les industriels espèrent trouver des applications, il y a nécessairement une coordination à établir entre les laboratoires universitaires et les laboratoires industriels ; chacun trouverait son avantage à une telle coordination ou coopération.

6.3. ETAT SOLIDE ET HYPERFRÉQUENCES (Animateur M. le Professeur AIGRAIN).

Après avoir montré que les années qui se sont écoulées de 1940 à 1960 ont certainement constitué l'âge d'or des tubistes parce qu'il y avait une coïncidence entre, d'une part leur technique et leur philosophie, d'autre part les besoins des utilisateurs, en particulier les militaires, M. le Pr AIGRAIN a tenté de définir la contribution que les tubistes peuvent apporter à la physique du solide.

Actuellement, les techniciens des hyperfréquences ne font appel qu'au solide classique (varactor, transistors de toutes sortes) d'où les phénomènes de couplage d'onde sont exempts, à l'exception de l'effet Gunn. Encore est-il bon de préciser que la théorie de l'effet Gunn n'est pas encore bien établie et que son application à des dispositifs industriels se trouve limitée du même coup, même si la simplicité inhérente au principe et les performances obtenues paraissent d'ores et déjà suffisantes pour qu'on puisse envisager des réalisations pratiques.

Mis à part ce cas particulier, l'aide des tubistes aux physiciens du solide qui manipulent les hyperfréquences ne saurait se limiter à de la technologie. Il existe des appareils comme l'amplification acoustoélectrique où la compétence des tubistes est indéniable. Il est en effet très probable qu'ils auraient résolu rapidement le problème des oscillations internes d'un échantillon cristallin en transposant le principe de l'atténuateur de Pierce auquel n'ont pas pensé les physiciens du solide depuis quatre ans qu'ils étudient ce type d'amplificateur.

M. ADLER a mentionné une contribution possible dans le domaine de l'optique. Est-ce toujours le domaine des hyperfréquences puisque l'amplificateur acoustoélectrique semble limité à des fréquences inférieures à 500 MHz pour des raisons d'homogénéité des matériaux et de couplage ? Cela est une autre question. Toujours est-il qu'une collaboration étroite des tubistes et des physiciens du solide serait féconde. Enfin, étant donnée l'analogie qui existe entre les phénomènes dans les plasmas gazeux et dans les solides, on ne saurait trop encourager la construction de tubes à plasma.

7. Comptes rendus des rapporteurs

7.1. Tubes petite puissance (rapporteur M. R. Zwobada).

Les recherches dans le domaine des tubes hyperfréquences ont diminué mais les idées exposées durant les années précédentes n'ont pas été abandonnées. C'est ainsi qu'ont été étudiés et développés des tubes à onde progressive à faible bruit, des magnétrons coaxiaux, des klystrons à champ retardateur, des tubes à effet cyclotron, des tubes à onde rétrograde... Certaines notions se sont considérablement éclaircies (optique électronique) et des méthodes modernes d'investigation sont devenues de pratique courante (détermination de canons à l'aide de cartes de résistance avec injection de courant, utilisation de machines à calculer pour l'étude des distributions de champ et pour l'étude des phénomènes d'interaction). Des progrès considérables ont été faits concernant les tubes de bruit et aussi la diminution des longueurs d'onde, la jonction optique-hyperfréquences étant maintenant pratiquement acquise. L'apparition de dispositifs à semiconducteurs comme sources d'hyperfréquences ne semble pas devoir venir concurrencer directement les tubes, mais plutôt les compléter.

Les progrès considérables qui ont été faits sont dus en partie aux progrès de la technologie : utilisation de matériaux nouveaux, méthode d'usinage (photogravure, hobbing, électroérosion), amélioration des cathodes etc.

Enfin, des recherches se poursuivent dans de nombreux autres domaines : modulation transversale, effet cyclotron, amplificateurs paramétriques etc.

Dans le domaine des très hautes fréquences, un nouveau type d'interaction a été décrit, il s'agit d'interaction entre l'énergie des modes électriques transverses dans un guide circulaire et l'énergie d'ondes rapides dans un faisceau de Brillouin ; cependant, aucun résultat expérimental n'a été donné.

Des études théoriques et expérimentales sur les générateurs d'harmoniques montrent qu'il est possible d'utiliser jusqu'au cinquième harmonique avec un rendement raisonnable (plusieurs milliwatts pour une longueur d'onde de 1 mm).

On a réussi à mettre au point des klystrons à basse tension et à champ retardateur fonctionnant à 8 mm ; on pense pouvoir atteindre 70 GHz. Des tubes à effet cyclotron, des carcinotrons et des tubes à onde progressive permettent d'atteindre quelques millimètres.

Dans le domaine des tubes à faible bruit, on a réalisé un tube à onde progressive en bande S ayant une bande dynamique de 85 dB avec un facteur de bruit de 4 dB ; il délivre une puissance de sortie de 2 mW et a une durée de vie de 5 000 heures.

Un autre tube à onde progressive à très large bande (2 octaves) présente un facteur de bruit de 7 dB pour un gain supérieur à 20 dB.

Un amplificateur d'onde cyclotronique à pompage continu présente un facteur de bruit de 2 dB (à 200 MHz) pour un gain de 20 dB.

Enfin, les travaux sur les tubes à onde progressive à champ transverse montrent qu'il est possible d'atteindre des rendements élevés. On a atteint 27 % expérimentalement ; la limite théorique est proche de 100 %.

Dans le domaine des tubes spéciaux, les plus intéressantes réalisations sont : un tube à retard réglable électroniquement et donnant des résultats intéressants, un amplificateur d'onde cyclotronique à pompage continu, un carcinotron M basse tension, un klystron ayant un très bas niveau de bruit de modulation de fréquence.

De nombreuses autres méthodes ont été créées sur la génération et la suppression du bruit, sur l'intermodulation, la transmodulation et les distorsions dans les tubes à onde progressive, sur la focalisation etc.

7.2. Tubes de grande puissance (rapporteur : M. R. Metivier)

Sur une cinquantaine de communication présentées, 15 portaient sur les magnétrons et tubes à champs croisés, 15 sur les klystrons de grande puissance, 8 sur les faisceaux de grande puissance, 5 sur les tubes à onde progressive et enfin 7 sur les signaux parasites dans les tubes à champs croisés.

Le fait saillant, dans ce domaine, est l'absence de toute communication faisant état de principes nouveaux pour la génération et l'amplification de signaux de grande puissance en hyperfréquences. Par contre, depuis le dernier Congrès, les recherches semblent avoir porté systématiquement sur l'amélioration de dispositifs déjà connus et cela dans tous les domaines, à savoir : puissance, rendement, gain, bande passante, stabilité de fonctionnement, rapport signal sur bruit, fiabilité.

Dans le domaine des tubes à champs croisés, on constate l'apparition de dispositifs destinés à augmenter le rendement (on semble pouvoir tendre vers 100 % au moyen de collecteurs déprimés), le gain (en particulier grâce à la technique des coupures des lignes à retard comme pour les tubes à onde progressive), ou, enfin, la stabilité (dispositifs d'atténuation sélective des modes parasites). Par contre, le problème du bruit semble être encore relativement mal résolu bien qu'ayant fait l'objet de bon nombre d'investigations. M. Buneman a brillamment démontré qu'il était désormais possible de calculer a priori les performances d'un magnétron.

En ce qui concerne les tubes à onde progressive, la situation est assez semblable : on constate essentiellement des améliorations portant sur des structures désormais classiques : « cloverleaf », « centipede », « ring-and-bar », afin d'augmenter la bande passante, l'impédance d'interaction et, par suite, le rendement et la stabilité.

Les exposés ayant porté sur les faisceaux électroniques, ont fait état du remplacement des bobines de focalisation par des aimants permanents, soit en champ continu, soit en champ alterné. La focalisation électrostatique des klystrons amplificateurs a permis d'obtenir des résultats intéressants.

Le domaine des klystrons de grande puissance semble être nettement le plus avancé, à un point tel que, souvent, les fabricants se trouvent en avance sur les besoins. Les 100 kW en bande X sont nettement dépassés. La tenue des fenêtres ne semble encore constituer un problème que dans de rares cas. Il faut faire une mention particulière relative à l'apparition de tubes composites : les klystrons à cavités multiples où le circuit de sortie est constitué par une structure rappelant les tubes à onde progressive. Ces tubes semblent n'avoir que des avantages par rapport aux klystrons classiques de grande puissance : bande passante avoisinant celles des tubes à onde progressive, rendement accru, et certains avantages particuliers dans le cas des très fortes puissances, grâce en particulier à la réduction de l'impédance et des pertes du circuit. Avec de tels tubes, on peut envisager l'obtention du mégawatt en bande X.

L'impression finale est que les fabricants de tubes sont actuellement en mesure de répondre à tous les besoins des utilisateurs, ces derniers ne demandant plus guère que des performances de plus en plus élevées avec une mise en œuvre de plus en plus aisée.

7.3. Etudes avancées (Rapporteur M. Mourier)

Les études théoriques exposées sur les lasers et les masers se sont limitées au couplage entre ondes ou avec un circuit extérieur. L'utilisateur des lasers trouve des renseignements intéressants sur les caractéristiques de la décharge. Une idée originale, l'injection des porteurs grâce à l'effet tunnel, permettrait d'améliorer l'efficacité du fonctionnement des lasers à l'état solide.

Les problèmes d'émission qui ont été abordés concernent les nouveaux types de cathodes. Le fonctionnement des cathodes à réservoir a été traité par quelques conférenciers ; le rôle de l'émission secondaire dans les cathodes de magnétron a été étudié. Les photocathodes utilisées comme détecteurs ou mélangeurs de signaux de lasers ont fait l'objet de plusieurs conférences. En particulier, un T.O.P. à photocathode excité par faisceau laser modulé a été décrit ; il est entaché d'une émission thermoionique parasite qui diminue la profondeur de modulation. La recherche reste ouverte dans ce domaine.

Peu de nouveautés dans le domaine de l'optique électronique. Le problème devient maintenant celui de la réalisation de faisceaux définis aussi bien que le sont des circuits ou des pièces mécaniques. La focalisation périodique a fait l'objet d'intéressantes conférences dont une sur un système à lentilles quadripolaires. L'importance du flux magnétique à travers la cathode et l'importance des vitesses thermiques sont soulignées par plusieurs conférenciers. En particulier, M. P.I. Kirstein a présenté des méthodes de calcul sur l'influence des vitesses initiales.

Beaucoup de travaux sur les ondes de plasma sont centrés sur le couplage. Les ondes radiales à propagation oblique ou perpendiculaire au champ magnétique prennent une importance considérable. Les expériences de MM. Kino et Crawford sur une onde cyclotronique ont montré un couplage à la fréquence de cyclotron et de ses harmoniques.

Un groupe de conférences impressionnantes a traité de l'interaction entre un faisceau d'électrons et un plasma. On a acquis maintenant la certitude d'obtenir des bandes larges, des puissances importantes et des facteurs de bruit raisonnables avec des amplificateurs à plasma. Des régions de fonctionnements stables ont été découvertes. Des gains de 40 dB, des puissances de sortie de 3,5 kW ont été obtenus avec un klystron à plasma ; la largeur de bande était de 400 MHz à 3 000 MHz.

Sur le plan théorique, une théorie linéaire du plasma, jointe à une théorie non linéaire du faisceau, place actuellement les tubes à plasma dans l'état où étaient les tubes pour hyperfréquences vers 1950.

La résonance cyclotron préoccupe les chercheurs de nouveaux systèmes de génération. La fréquence du signal est un harmonique de la fréquence cyclotron des électrons, ce qui permet de fonctionner à des fréquences élevées dans un champ magnétique faible, ceci à condition que les champs électromagnétiques soient très inhomogènes. M. Feinstein propose un circuit original où la résonance s'établit entre deux miroirs. Le système, quoique complexe, a fourni 5 kW à 8 mm.

Les oscillateurs à fréquences très élevées fonctionnant sur le principe de la résonance cyclotron, bien que n'ayant pas l'élégance des masers ou des lasers infra-rouges, présenteront des possibilités de réglage ou de modulation électronique.

8. Publications du V^e^ Congrès

Dès l'ouverture du Congrès, il a été remis à chaque congressiste un opuscule comprenant le programme des séances et les résumés des 146 communications présentées.

Au mois de novembre 1964, il fut envoyé à tous les participants une synthèse des travaux du Congrès qui comprenait les rapports présentés par les trois rapporteurs ainsi que les comptes rendus des discussions des trois tables rondes rédigés par les animateurs.

Grâce à la coopération des auteurs pour la remise de leurs manuscrits et la correction des épreuves et grâce à la diligence des Editions Dunod, le volume complet des travaux du V^e^ Congrès a pu être édité à l'occasion du Salon International des Composants Electroniques à Paris (avril 1965) et est maintenant disponible en librairie.

9. VI^e^ Congrès international

Si le nombre de communications présentées était très élevé et l'assistance au Congrès nombreuse, il ne faut pas en conclure que ces manifestations peuvent se répéter « ne varietur » dans l'avenir.

Né à Paris, le Congrès international des tubes pour hyperfréquences devait, en revenant en France, tenir compte de l'évolution rapide de ce domaine et prendre un nouvel essor. Les modifications de structure et

d'organisation ont été un premier pas dans cette voie qui a été précisée le jeudi 17 septembre dans la salle du Conseil de l'Ecole Polytechnique, lors de la réunion des représentants mandatés des diverses sociétés savantes qui avaient participé aux Congrès précédents.

Nous croyons qu'un résumé des débats de cette table ronde pourra servir de conclusion à ce compte rendu des travaux du Congrès :

Un « oui » unanime fut la réponse à la première question posée : « Pensez-vous qu'il soit opportun de prévoir un VI^e Congrès International » ?

La deuxième question : « Ce prochain Congrès doit-il porter uniquement sur les tubes pour hyperfréquences ? » amena une réponse également unanime mais négative et donna lieu à de nombreux commentaires.

Le terme de tubes pour hyperfréquences est beaucoup trop restrictif et les discussions du Congrès ont montré que ce cadre était étroit et ne correspondait plus exactement aux préoccupations des congressistes. C'est, en effet, aller un peu loin que de vouloir appeler " tube " un morceau de cristal de sulfure de cadmium, sous prétexte qu'il a été transformé en composant actif dans un laboratoire qui n'étudiait jusqu'alors que les tubes pour hyperfréquences.

Le fait d'avoir invité au Cinquième Congrès des physiciens de l'état solide et des plasmas était une bonne initiative.

Un esprit de recherche animait tous les congressistes et un des résultats positifs du Congrès a été une meilleure compréhension mutuelle par un essai d'unification du langage.

Ces réunions auront atteint leur but si elles permettent, par contacts personnels et information mutuelle, d'éviter la redécouverte, par des groupes nouveaux, de processus et de dispositif déjà longuement étudiés et développés grâce au potentiel technologique et industriel des laboratoires de tubes.

Plutôt qu'un VI^e Congrès International tubes pour hyperfréquences, la manifestation de 1966 en Angleterre devrait être la réunion des chercheurs étudiant la génération et l'amplification des ondes électromagnétiques cohérentes, quel que soit le processus électronique mis en œuvre.

5e Congrès International des Tubes pour Hyperfréquences

ÉVOLUTION DES GÉNÉRATEURS ET AMPLIFICATEURS EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

P. GUÉNARD

Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil, Orsay

Lorsque, à l'époque du premier Congrès de Paris, en 1956, on dressait un catalogue de générateurs et d'amplificateurs en hyperfréquences, catalogue basé non seulement sur des produits commerciaux mais également sur des réalisations de laboratoires suffisamment avancées pour être introduites dans des projets d'équipement, on y rencontrait essentiellement :

— triodes et tétrodes,
— klystrons reflex,
— klystrons multicavités,
— tubes à ondes progressives,
— magnétrons,
— amplificateurs à champs croisés,
— oscillateurs à ondes inverses O et M,

c'est-à-dire uniquement des tubes à vide.

Comment un tel catalogue s'est-il modifié aujourd'hui ? A côté des mêmes rubriques concernant les tubes à vide, de nouvelles rubriques sont apparues, ce sont :

— masers,
— oscillateurs et amplificateurs à diode tunnel,
— amplificateurs paramétriques à diodes,
— générateurs comportant un oscillateur à transistor suivi de multiplicateurs de fréquences à varactor.

A l'exception des masers à gaz dont l'emploi est limité à la réalisation de générateurs extrêmement stables, ces dispositifs, qui figurent d'ailleurs le plus souvent au catalogue de fabricants de tubes, sont basés sur les propriétés de l'état solide.

L'évolution, vue de cette façon sommaire, se serait donc faite à l'extérieur du domaine des tubes à vide, sur lequel s'était bâti jusque-là le développement des hyperfréquences.

(*) Conférence prononcée le 14 septembre 1964 à la séance inaugurale.

Il faut remarquer que, assez naturellement, le chiffre d'affaires correspondant à ces créations nouvelles est encore faible vis-à-vis de celui des tubes et que d'autre part, ils occupent une place limitée dans le domaine des hyperfréquences, limitée en fréquence et en puissance. A l'exception des masers qui atteignent le domaine millimétrique, la puissance des générateurs à solide va de quelques watts à un gigahertz pour atteindre la bande K avec une puissance de quelques dizaines de milliwatts.

Qu'apportent ces dispositifs à solide par rapport aux tubes ? Dans certains cas, des propriétés en hyperfréquences qui n'ont pas été obtenues par les tubes.

L'exemple le plus spectaculaire en est le maser qui a permis de réaliser des récepteurs tels que ceux utilisés dans les communications par satellite dont la température de bruit est de 20 °K, alors que les meilleurs tubes à faible bruit commerciaux ont des températures de bruit de 400 °K et que le record obtenu au laboratoire est d'environ 80 °K.

Dans d'autres cas, on trouve à ces dispositifs les avantages que l'on reconnaît habituellement aux systèmes à solide, fiabilité accrue, au moins dans des ambiances pas trop chaudes, ni en température, ni en niveau de rayonnement, encombrement et poids limités, rendement élevé aux faibles puissances. Ces deux derniers points sont particulièrement frappants si l'on compare les propriétés en multiplication de fréquence des varactors à celles des klystrons multiplicateurs qui ont figuré autrefois au catalogue des tubes hyperfréquences.

Il faut remarquer d'ailleurs que, si l'intérêt des varactors dans les générateurs à solide est indéniable, celui des transistors est plus discutable et que, dans certains cas, ils pourraient avantageusement être remplacés par de petits tubes, pour éviter par exemple les difficultés liées à la sensibilité de la puissance émise par les oscillateurs à transistors à la température, conjointement à la sensibilité des varactors à la puis-

sance qu'ils reçoivent. Des résultats récents laissent entrevoir la possibilité d'utiliser directement les transistors jusqu'à 10 GHz.

Les systèmes à solide occuperont-ils une place dans les générateurs de grande puissance en hyperfréquence comme ils commencent à le faire dans les émetteurs en onde très longue ? En admettant même la mise en parallèle d'un grand nombre d'éléments, mise en parallèle qui serait justifiée par un faible encombrement, un prix bas et une fiabilité élevée, il faudrait gagner un facteur, disons de 100, sur les puissances actuellement obtenues pour atteindre le domaine des grandes puissances. Il est possible que des dispositifs faisant intervenir toute la masse d'un semiconducteur et non plus une couche très mince située au voisinage d'une jonction permettent un tel progrès.

D'autres dispositifs, qui tiennent des tubes à vide par leur technologie mais se rapprochent des solides par les interactions utilisées, sont étudiés depuis des années, il s'agit des amplificateurs à plasma. Bien que la possibilité de réaliser des amplificateurs à plasma ait été démontrée depuis longtemps, les résultats obtenus jusqu'à présent ne permettaient pas d'en envisager une application pratique. Des progrès importants, se manifestant par une amplification à large bande à un niveau de puissance élevé avec un bon rendement, résultats qui sont décrits au cours de ce congrès, font penser que des amplificateurs pourraient entrer en application dans un avenir proche. L'un des intérêts de ce type d'amplificateurs est de supprimer la ligne à retard et les difficultés qui lui sont liées, soit par ses propriétés mécaniques, soit par ses propriétés thermiques, soit par les limitations de bande qu'elle impose aux faibles taux de retard. Pour que ces difficultés disparaissent réellement, il ne faudrait donc pas que les couplages d'entrée et de sortie exigent de longs éléments de ligne à retard comme cela a été le cas autrefois pour le tube à onde électronique à deux faisceaux.

Des espoirs avaient été placés en ces dispositifs à plasma pour la production d'ondes millimétriques ou submillimétriques. Il ne semble pas que l'on sache faire actuellement les plasmas de densité suffisante dans des conditions telles qu'ils concurrencent les résultats obtenus dans ce domaine de fréquence par les tubes à vide.

Avant de passer à ces derniers, remarquons encore que le domaine des hyperfréquences est maintenant attaqué à partir non plus des fréquences les plus basses, comme cela a été le cas jusqu'à présent pour les tubes et les semiconducteurs, mais à partir de fréquences plus élevées. Les lasers à gaz dont les premiers modèles ont fonctionné en visible et en infrarouge proche au voisinage d'un micron de longueur d'onde, ont récemment atteint une longueur d'onde de 0,34 mm très voisine du 0,38 mm obtenu avec des tubes. Le pont est ainsi jeté entre les ondes cohérentes de l'optique et celles de la radioélectricité.

Enfin, s'il est vraisemblable que l'association de tubes et d'éléments semiconducteurs doit se développer progressivement dans les équipements, il est également possible qu'un mariage plus intime tube-semiconducteurs se révèle fructueux sous la forme, par exemple, de l'utilisation en hyperfréquences de la conductivité induite dans un semiconducteur par le bombardement d'un faisceau préalablement modulé.

Nous avons dit au début de cette conférence que l'examen des catalogues de générateurs en hyperfréquences montrait que leur évolution s'était faite en dehors des tubes à vide. Evidemment ceci est grossièrement faux si on ne se limite pas aux rubriques de ces catalogues, mais qu'on examine leur contenu.

Voici une figure qui a été présentée au Congrès de 1956 (fig. 1) et qui représente en fonction de la fréquence la puissance maximale obtenue soit en régime permanent, soit en valeur moyenne en impulsions pour les différentes catégories de tubes. Entre 1 et 10 GHz la puissance maximale est fournie par les klystrons et les magnétrons et décroît de un peu plus de 10 kW à un peu moins de 1 kW. Aux fréquences élevées le carcinotron O atteint 70 GHz avec une puissance de quelques watts.

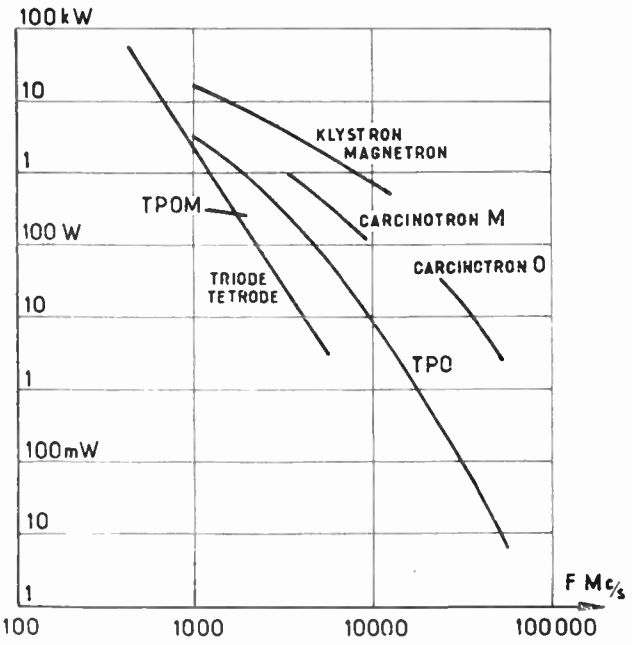


FIG. 1. — Puissances maxima 1956 continues ou moyennes.

Voici la même figure en 1962 (fig. 2), la puissance maximale entre 1 et 10 GHz est maintenant l'apanage du klystron et va d'environ 100 kW à environ 20 kW. Les carcinotrons O atteignent 400 GHz avec une dizaine de milliwatts. La puissance des TPO a considérablement augmenté ainsi que celle des amplificateurs à champs croisés ; puis les générateurs à état solide ont fait leur apparition.

Enfin, la figure 3 représente l'état en 1964. Par rapport à 1962 l'allure générale n'a pas changé, mais, par exemple en bande X, la puissance est passée de 20 kW à près de 150 kW, en bande S l'amplitron a permis d'obtenir plus de 400 kW et la fréquence maximale est passée de 400 à près de 800 GHz. Même sur un intervalle de temps aussi court une évolution importante des résultats obtenus a donc lieu.

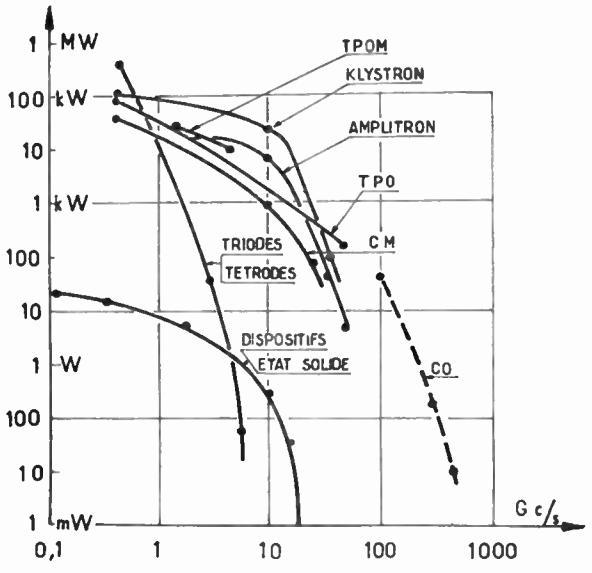


FIG. 2. — Puissances maxima 1962 continues ou moyennes.

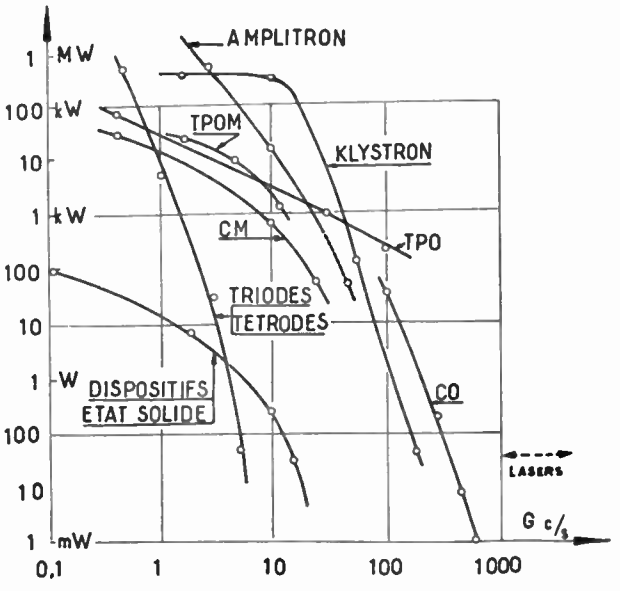


FIG. 3. — Puissances maxima 1964 continues ou moyennes.

Si l'augmentation de la puissance illustre de façon frappante l'évolution des tubes, elle ne suffit pas à la décrire.

La largeur de bande a fait l'objet de nombreux travaux ; les tubes à onde progressive de petite puissance, qui dès les premières réalisations, montraient des possibilités de bande atteignant l'octave donnent maintenant cette bande de façon utilisable grâce, en particulier, aux efforts portés sur la précision de la réalisation et l'étude de coupleurs d'entrée et de sortie à large bande. Aux niveaux de puissance plus élevés en régime permanent, disons de l'ordre du kilowatt, la difficulté de refroidissement des circuits à très large bande, représentés sous forme circulaire par l'hélice et sous forme plane par le méandre, a été résolue et a conduit à des bandes de l'ordre de l'octave grâce à l'emploi de matériaux possédant à la fois de bonnes qualités diélectriques et une grande conductibilité thermique, matériaux tels que l'alumine ou l'oxyde de béryllium, Il serait d'ailleurs souhaitable de disposer de matériaux ayant les qualités de ce dernier sans en présenter la toxicité. Aux mêmes niveaux de puissance, la structure en guide d'onde replié, fonctionnant sur harmonique, ce qui limite sa bande, permet d'atteindre une demi-octave. Aux puissances très élevées, de l'ordre du mégawatt, les circuits utilisés, empilement de cavités couplées entre elles, ne permettent que d'atteindre 10 %.

Cette limitation de bande des tubes à onde progressive aux puissances très élevées se rencontre à un degré beaucoup moindre dans les amplificateurs à champs croisés à onde directe, qui pour une puissance donnée travaillent avec des électrons beaucoup plus lents ; c'est ainsi que des bandes de 16 % au niveau de plusieurs mégawatts et de 22 % à 100 kW ont été mesurées. Les amplitrons, qui utilisent une onde inverse, ont une bande plus limitée, de l'ordre de 10% avec des gains faibles qui, aux puissances élevées, sont d'environ 7 dB. Leur intérêt vient davantage du rendement élevé qu'ils permettent d'obtenir.

Les premiers klystrons de très grande puissance, réalisés pour des accélérateurs linéaires sans aucun souci de bande passante, avaient en fait une possibilité de bande de l'ordre de 1 %. L'intérêt que présente ce type de tube pour l'obtention de très grandes puissances, en crête et en valeur moyenne, a conduit à un important travail pour élargir leur bande. Le premier effort a consisté à augmenter le nombre de cavités et à régler correctement leur fréquence et éventuellement leur amortissement ; pour aller au-delà, il a été nécessaire d'agir sur le circuit de sortie en le réalisant par une suite de cavités couplées sur le faisceau et couplées entre elles ; cette cavité peut alors être considérée comme un élément de ligne à retard court-circuité et présente par ailleurs l'avantage de réduire les pertes et les tensions haute fréquence. Une véritable ligne à retard a été également utilisée, constituant une sorte de tube hybride. Tous ces efforts conduisent à des bandes qui, au niveau de quelques mégawatts de puissance, approchent 10 %. Pour aller au-delà, on peut actuellement envisager d'employer des pervéances nettement plus élevées. Cette solution a été vraisemblablement freinée au départ par les phénomènes parasites présentés à l'époque par les canons du type magnétron qui permettent d'obtenir de tels faisceaux.

Ces canons du type magnétron présentaient en effet dans leurs premières réalisations des phénomènes de bruit ou d'oscillation parasite analogues à ceux que l'on rencontrait également dans les tubes à champs croisés. Les études faites à ce propos ont permis de réduire le bruit à un niveau voisin de celui que l'on rencontre dans les tubes O qui fonctionnent dans des conditions comparables. Ces mêmes études ont permis par ailleurs de déterminer des conditions dans lesquelles ce bruit est, au contraire, très intense et de réaliser ainsi des générateurs de bruit à niveau élevé.

Une caractéristique importante des tubes de grande puissance est leur rendement. Un rendement élevé est important, non seulement pour l'économie du

système mais également pour réduire la dissipation thermique dans le tube lui-même et augmenter ainsi ses possibilités en puissance utile. C'est certainement le rendement élevé de l'amplitron, de l'ordre de 80 % qui lui a permis d'atteindre 400 kW. L'un des moyens les plus souvent envisagés pour augmenter le rendement est l'emploi d'un collecteur à potentiel réduit. Ce dispositif permet effectivement d'augmenter le rendement au prix de l'application d'une tension supplémentaire au tube, il est efficacement utilisé sur des tubes à onde progressive de petite puissance ; son intérêt y est manifeste là où la puissance appliquée est limitée, comme c'est le cas sur les satellites. Dans le cas de tubes de grande puissance, le gain de rendement relativement plus faible qu'apporte cette disposition, et la complexité accrue de l'équipement, en limiteront vraisemblablement l'application. La situation est la même pour la structure actuellement envisagée et dans laquelle une tension continue est appliquée entre les becs des cavités d'un klystron.

La réduction de la puissance à dissiper et l'augmentation simultanée de la puissance dissipable par centimètre carré, qui est passée de quelques centaines de watts à près de 10 kW, permettent une réduction de l'encombrement et du poids aussi bien pour le tube que pour les éléments qui lui sont associés. Cette diminution du poids et des dimensions est une des caractéristiques de l'évolution des tubes hyperfréquences. Les tubes à onde progressive pour télécommunications par exemple sont passés d'un poids de 10 kg à moins d'une livre. Ces progrès sont dus non seulement à une amélioration technologique du tube lui-même, mais en grande partie à l'étude de systèmes de focalisation, qui, partis du solénoïde, sont passés par l'aimant permanent unique, puis périodique, ou à renversement de champ ; l'introduction de matériaux nouveaux, tels que le platine-cobalt a permis d'étendre l'application de ces méthodes à de plus nombreux cas en augmentant le champ magnétique disponible. Dans certains cas, la focalisation électrostatique pourrait être envisagée et des klystrons de ce type ont récemment fait leur apparition.

En même temps que diminuent le poids et l'encombrement, les conditions d'environnement deviennent plus sévères, pour satisfaire par exemple aux conditions rencontrées dans les avions modernes, les engins ou les satellites.

Ces derniers ont amplifié les conditions de fiabilité que la complexité des matériels avait déjà conduit à durcir. Les études de technologie concernant les matériaux, les traitements à haute température nécessitant souvent le remplacement du verre par de la céramique, l'obtention de vides très poussés permettant concurremment avec la qualité des matériaux un fonctionnement à des densités de courant élevées de cathodes soit à oxydes, soit imprégnées, ont conduit à une augmentation substantielle des durées de vie qui, dans certains cas, atteignent 50 000 h et qui, pour de nombreux tubes, sont maintenant de l'ordre de 10 000 h.

Ces études de technologie ont eu une influence décisive sur l'évolution des tubes. Elles apparaissent peu dans ce Congrès à l'exception de celles qui intéressent directement les circuits hyperfréquences telles que les fenêtres de sortie des tubes de grande puissance, dont l'étude a permis d'obtenir les puissances énormes maintenant acquises.

Cette évolution technologique des tubes a été imposée, comme nous l'avons déjà dit, non seulement par les conditions d'emploi, mais aussi par la complexité des matériels qui remplissent des missions de plus en plus savantes. Il est donc fondamental que l'information qui circule dans ces matériels ne soit pas détériorée dans son passage à travers les tubes et ceci conduit à une évolution des tubes dans le sens de la propreté de leurs caractéristiques fines, faible niveau de bruit, caractéristiques linéaires en phase et en amplitude, régularités des caractéristiques des oscillateurs à large bande... Ce travail de raffinement des tubes a fait l'objet de nombreux travaux dans les années passées, qui continueront certainement dans les années à venir.

Ce survol de l'évolution des tubes pourrait laisser croire qu'elle s'est limitée à perfectionner les tubes existants et qu'aucun modèle de tube nouveau n'est apparu ; cette conclusion serait inexacte, des travaux sont, par exemple, en cours pour éviter l'emploi de lignes à structure périodique en donnant au faisceau lui-même une telle structure et ont donné des résultats intéressants ; d'autre part les perfectionnements des tubes existants ont parfois conduit à des études du même type que celles que l'on rencontrait à l'époque de la création de tubes nouveaux, nous pensons, par exemple, aux propriétés des faisceaux dans les champs électrique et magnétique croisés, où bien des points restent encore dans l'obscurité. Il n'en reste pas moins qu'une grosse partie de l'activité dans le domaine des tubes est orientée vers ce que M. WARNECKE appelait ce matin des *problèmes de développement* et que le gros de l'effort de recherche est passé à d'autres domaines tels que les plasmas et la physique du solide, domaines dont M. HEYWANG, puis M. CHORODOW vont maintenant vous entretenir.

5e Congrès International des Tubes pour Hyperfréquences

PROGRÈS ET PERSPECTIVES*

PAR

C.R. RUSSEL et W.E. WILLSHAW

M.O. Valve Co Limited, Londres,
Groupe General Electric Company Ltd

Ce Congrès a plus particulièrement pour sujet, les progrès scientifiques et techniques dans le domaine des tubes hyperfréquences. Il semble cependant opportun, lors de la réunion d'ouverture, de considérer quelques autres aspects d'une industrie dont la mise en œuvre est le résultat du progrès extraordinaire réalisé au cours des années, en matière de recherche et de réalisation.

Nous indiquerons donc, dans cet article, certains aspects économiques de l'ensemble de l'industrie des tubes, dont les tubes pour hyperfréquences constituent une partie importante, et nous présenterons des remarques concernant l'organisation des recherches et des réalisations et leur répartition entre les organismes gouvernementaux, universitaires et industriels.

Nous dirons quelques mots des perspectives qui s'ouvrent aux jeunes qui se destinent à cette activité, et nous terminerons par des remarques sur les applications présentes et à venir.

1. Statistiques industrielles

Nous allons présenter, pour commencer, quelques unes des statistiques que nous avons relevées et qui sont en rapport avec l'industrie des tubes hyperfréquences. Nous soulignerons d'abord que ces statistiques concernent essentiellement l'industrie des tubes professionnels, mais comme c'est cette dernière qui fournit sa base financière et ses possibilités au domaine qui est plus particulièrement le nôtre, y compris ce qui concerne les recherches et le développement, elles sont d'un intérêt considérable. Par tubes professionnels, nous entendons tous les tubes, hyperfréquences, tubes à charge d'espace, d'émission ou de réception, tubes à rayons cathodiques et tubes à gaz, à l'exclusion toutefois de ceux qui sont destinés aux récepteurs de radio et de télévision du commerce.

Nous avons utilisé des informations de diverses origines publiées pour cinq pays, la figure 1*a* indique la production de tubes professionnels par une période de six ans se terminant en 1963, en millions de dollars U.S. Ces graphiques ne tiennent pas compte des variations dans la valeur de la monnaie, au cours de cette période. On trouvera à la fin de cet article l'indication détaillée de nos sources d'informations. La figure 1*b* présente, sur une échelle élargie, les données concernant les pays d'Europe et le Japon.

Nous remarquons la place importante tenue par

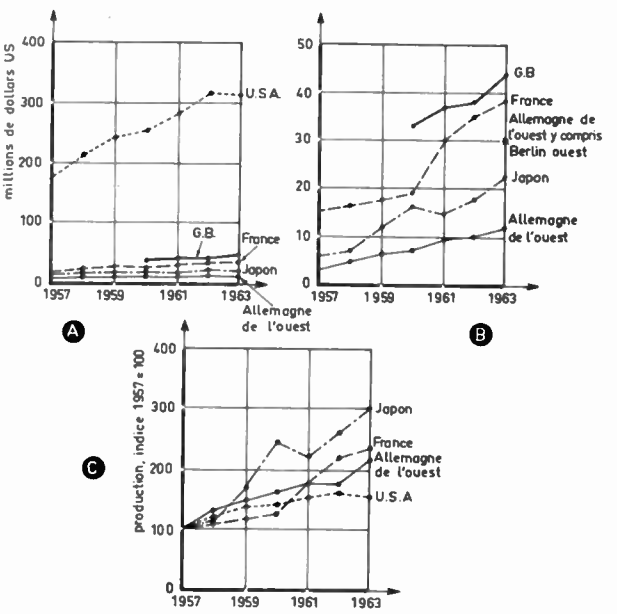


FIG. 1. — Production des tubes professionnels, en millions de dollars.
(indice de production de 1957 = 100)

(*) Conférence prononcée le 14 septembre 1964 à la séance inaugurale.

la production américaine, celle de tous les autres pays ne représente au total que 40 % de celle-ci. La courbe relative à l'Allemagne Occidentale ne comporte pas Berlin-Ouest, car nous n'avons sur ce dernier point que les chiffres d'une seule année, mais nous avons indiqué le total des deux par un astérisque sur la ligne relative à 1963.

Afin de permettre d'autres comparaisons, nous avons rapporté tous ces chiffres à celui de 1957, pris comme base, ainsi la figure 1*c* montre l'augmentation au cours de la même période pour les différents pays, les chiffres concernant 1957 étant pris comme égal à 100 dans tous les cas. Nous remarquons une croissance extrêmement rapide pour le Japon. Nous ne pouvons présenter sur ce graphique la courbe concernant le Royaume Uni, faute de disposer de données remontant jusqu'à 1957.

La figure 2*a* indique la proportion que représente la production des tubes professionnels par rapport à celle de tous les tubes, industriels et d'amateurs, pour la même période de six ans. Nous remarquons que ce chiffre est voisin de 40 % pour trois pays,

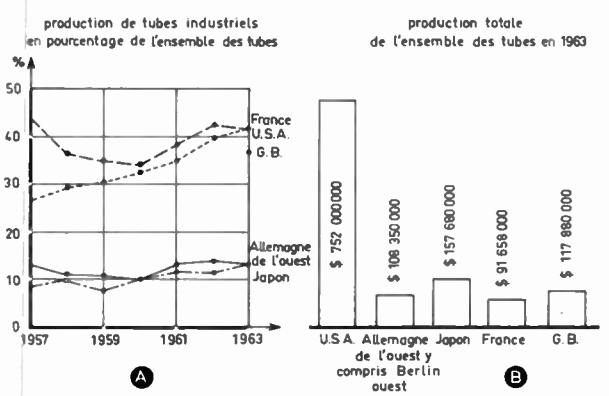


FIG. 2. — Production totale des tubes.

Rapport de la production des tubes professionnels à celle de l'ensemble des tubes, en %.

Production totale des tubes de toute catégorie en 1963, en $.

alors qu'il atteint une valeur beaucoup plus faible, soit 13 % pour l'Allemagne et le Japon. Ceci nous paraît refléter l'orientation non militaire de l'industrie dans ces deux pays. La figure 2*b* indique la production réelle en dollars de tubes de toute nature ; les chiffres sont les suivants :

U.S.A.	752	millions de $
Japon	158	millions de $
Royaume-Uni	117	millions de $
Allemagne Occidentale y compris Berlin-Ouest	108	millions de $
France	92	millions de $

La courbe relative à l'Allemagne de l'Ouest sur la figure 2*a* ne comporte pas Berlin-Ouest.

A propos de la figure 2*a* nous enregistrons le déclin d'un élément important, le tube de réception à charge d'espace, tant pour les usages industriels, que pour amateurs, à cause de l'utilisation croissante des dispositifs à semiconducteurs. Actuellement, ce déclin atteint 10 % par an pour les U.S.A. et 5 % par an pour le Royaume-Uni. Ce qui est surprenant, c'est que ces chiffres soient encore si faibles, et il semble que les causes principales en sont la croissance générale et rapide de l'industrie électronique et le retard des semiconducteurs à s'introduire dans le domaine des récepteurs de télévision. Il est probable que ce déclin va s'accélérer dans un proche avenir.

Nous avons mentionné l'introduction des dispositifs à semiconducteurs dans un domaine, et noté l'importance croissante des éléments à l'état solide dans le domaine des hyperfréquences ; la figure 3 indique,

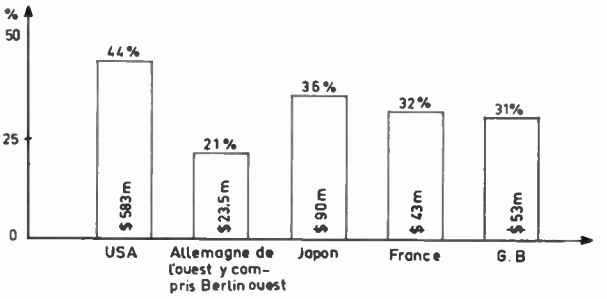


FIG. 3. — Rapport de la production des semiconducteurs à celle de l'ensemble tubes plus semiconducteurs, en %.

pour les cinq pays et pour 1963, quelle proportion ils représentent par rapport au chiffre d'affaires total de tubes et semiconducteurs, c'est-à-dire du total de l'industrie des composants actifs (le total pour l'Allemagne Occidentale inclut Berlin-Ouest).

Il y a lieu de noter la faible valeur de ce rapport pour la production totale de l'Allemagne Occidentale. On peut supposer qu'elle est due à une orientation militaire, et au fait que le marché des calculateurs n'y est pas encore très développé. Par contre, le Japon a la plus forte proportion de semiconducteurs après les U.S.A. malgré son orientation non militaire, et l'on peut supposer seulement que ceci est dû au grand succès de la fabrication japonaise pour amateurs, particulièrement sur les marchés d'exportation. La figure indique également les productions totales de semiconducteurs, les chiffres sont les suivants :

U.S.A.	583	millions de $
Japon	90	millions de $
Royaume-Uni	53	millions de $
France	43	millions de $
Allemagne Occidentale y compris Berlin-Ouest	23,5	millions de $

La figure 4 représente des informations concernant directement le domaine des hyperfréquences, on y trouve deux graphiques de répartition de la production de tous les tubes hyperfréquences aux U.S.A. en 1963. Le premier indique la proportion de la production absorbée par les équipements militaires soit environ 75 %. L'autre montre la répartition du total entre les catégories principales d'éléments, et fait apparaître l'équivalence approximative des parts revenant aux klystrons, aux magnétrons et aux tubes à ondes progressives.

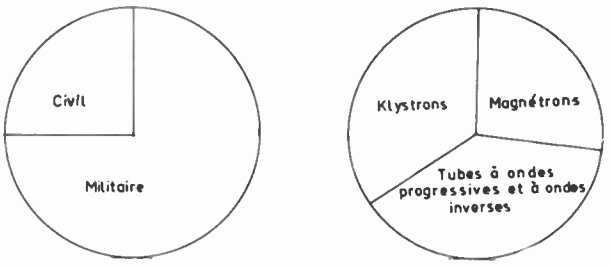


FIG. 4. — Production des tubes pour hyperfréquences aux U.S.A. en 1963.

Proportion du marché des équipements militaires.

Répartition du marché des tubes hyperfréquences pour usages non militaires et militaires :

Klystrons
Magnétrons
Tubes à ondes progressives.

Nous disposons également de quelques chiffres significatifs concernant la production totale de tubes, pour le Japon. La valeur pour 1963 en est de 5,5 millions de dollars, mais le taux de croissance en a été extrêmement rapide, la production ayant été multipliée par 7 depuis 1959.

La figure 5 donne une évaluation de la « productivité » définie comme étant la valeur des biens produits par personne employée et par an. C'est ce que nous avons indiqué pour l'année 1963 et pour quatre pays, en milliers de dollars U.S. au cours local pour chacun. Ces résultats sont fondés sur un nombre de travailleurs englobant la totalité du personnel de l'industrie, personnel masculin et féminin depuis les femmes de ménage jusqu'aux directeurs généraux.

Il se trouve ici une difficulté, c'est que les données concernant les différents pays, ne correspondent pas aux mêmes ensembles de produits, selon qu'il s'agit des tubes de toute catégorie ou de ces mêmes tubes

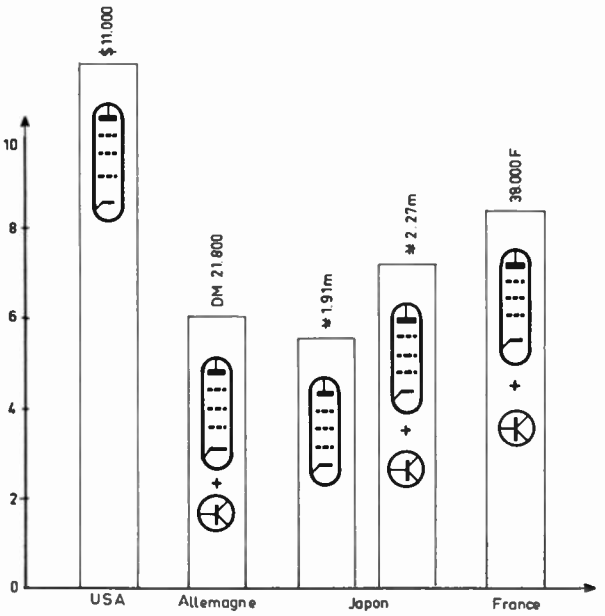


FIG. 5. — Evaluation des productions en 1963 en milliers de dollars U.S.

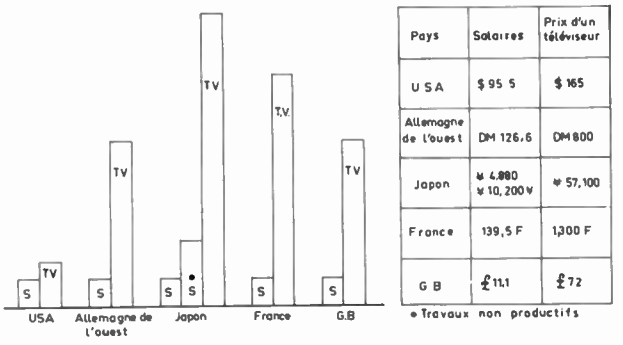
plus les semiconducteurs. Les symboles marqués sur la figure indiquent auquel de ces deux cas le chiffre cité se rapporte : tubes seulement ou tubes plus semiconducteurs.

Pour les U.S.A. par exemple, le chiffre indiqué est de 11 000 dollars pour les tubes seulement, tandis que pour la France, le chiffre est de 7 800 dollars pour l'ensemble tubes et semiconducteurs. Par ailleurs, les statistiques japonaises qui sont beaucoup plus détaillées permettent, par recoupement, d'obtenir les chiffres pour les tubes seulement, soit 5 300 dollars, et pour l'ensemble tubes et semiconducteurs, soit 6 300 dollars.

L'adjonction des semiconducteurs fait donc apparaître une productivité plus élevée, ce qui est dû probablement au fait qu'il s'agit d'une industrie ayant investi de gros capitaux en vue d'une production massive faisant moins appel à la main-d'œuvre.

On ne dispose pas de données correspondant à l'un ou l'autre des ensembles de produits ci-dessus pour le Royaume-Uni.

Pour apprécier la signification comparative de ces chiffres, il convient de ne pas perdre de vue la défini-



Pays	Salaires	Prix d'un téléviseur
USA	$ 95 S	$ 165
Allemagne de l'ouest	DM 126,6	DM 800
Japon	¥ 4.880 ¥ 10, 200 ¥	¥ 57,100
France	139,5 F	1,300 F
G B	£11,1	£72

• Travaux non productifs

FIG. 6. — Salaires hebdomadaires des travailleurs productifs en 1963.

Pays - salaires - prix de l'appareil de télévision + travailleurs non productifs.

tion de la productivité. Elle se rapporte à la valeur marchande des biens produits pour ouvrier et dépend par conséquent de multiples facteurs commerciaux, nationaux, politiques, etc.

Nous en arrivons à la figure 6, qui présente pour 1963 le niveau du salaire hebdomadaire moyen des ouvriers productifs dans l'industrie, pour différents pays. L'ouvrier productif est l'homme ou la femme effectivement impliqué dans la fabrication du produit. Les valeurs indiquées en monnaie locale, dans le tableau joint à la figure, sont environ de :

95 $	pour les U.S.A.
120 DM	pour l'Allemagne de l'Ouest
4 800 Y	pour le Japon
140 F	pour la France
11 £	pour le Royaume-Uni

La comparaison entre le niveaux des salaires sur le plan international soulève, pour les économistes, un problème particulièrement difficile du fait qu'ils ne

caractérisent pas, pour eux-mêmes, le niveau de vie et que les taux de change peuvent être maintenus à des niveaux artificiels.

Nous avons essayé par conséquent d'établir un point de comparaison en introduisant le prix d'un article type et en en déduisant le temps pendant lequel un ouvrier doit travailler pour son acquisition dans les différents pays. L'article que nous avons choisi est le récepteur de télévision en noir et blanc, qui est l'appareil électronique probablement le plus familier au citoyen moyen des pays en question

Sur la figure, on a indiqué le coût normalisé de cet objet, symbolisé par le rectangle marqué « T.V. » en comparaison avec le salaire hebdomadaire symbolisé par le rectangle de hauteur constante marqué « W ».

Le tableau indique le coût de l'appareil en monnaie locale, à savoir :

165 $	pour les U.S.A.
800 DM	pour l'Allemagne de l'Ouest
57 000 Y	pour le Japon
1 300 F	pour la France
72 £	pour le Royaume-Uni

Le chiffre complémentaire indiqué pour le Japon avec un astérisque, se rapporte au travailleur non productif, soit 10 200 Y.

Nous donnons ces chiffres parce qu'ils sont évidemment intéressants, pour l'interprétation de données plus récentes concernant les divers pays. Cependant, cette interprétation nous conduit à un domaine complexe de discussions, et nous voudrions souligner seulement un point qui se rapporte particulièrement au domaine des tubes hyperfréquences.

Bien que les techniques de production mises en œuvre dans la production des appareils de télévision ne soient pas en général applicables à la production des tubes hyperfréquences, à cause des qualités exigées, ce paramètre du niveau de vie fournit une indication quant à la réduction que l'on peut obtenir dans le prix de revient grâce à un accroissement constant des quantités produites et à l'expérience acquise en matière de fabrication. Ceci ressort de l'écart frappant, d'au moins un à quatre, entre le résultat concernant les U.S.A. et celui des autres pays, ce qui montre le montant de la réduction dans les prix de revient que l'on pourrait obtenir pour les matériels d'hyperfréquences qui n'attendent pour être pleinement utilisés qu'une réduction sensible des prix.

Telles sont les informations que nous sommes en mesure de présenter en matière de statistiques économiques, et dont on trouvera les sources détaillées à la fin de cet article. Nous nous rendons bien compte du fait que les résultats indiqués, comme la plupart des résultats statistiques, ne fournissent pas directement les réponses que nous cherchons se rapportant à la question « quel est l'avenir de l'industrie des tubes hyperfréquences ? » et tout ce que nous pouvons espérer c'est que la présente contribution puisse apporter un modeste point de départ.

2. Conséquences à tirer des statistiques

La production des tubes professionnels a certainement augmenté portant à un taux très élevé et l'on peut s'attendre à ce que cette croissance se poursuive, du fait que le domaine de l'électronique s'étend et que cette expansion est favorisée par l'apparition de tubes professionnels nouveaux. Nous pourrions nous attendre à ce que les tubes hyperfréquences, qui sont en grande partie responsables de cette expansion, soient en augmentation comme les autres tubes industriels, et comme de nouveaux matériels et de nouveaux perfectionnements ne cessent d'apparaître à un rythme rapide, on pourrait s'attendre à les voir constituer une proportion toujours croissante de la production de tubes industriels, s'étendant à la fois au domaine d'application des fréquences plus élevées, comme à celui des fréquences inférieures à celles que l'on qualifie habituellement d'hyperfréquences.

Nous avons remarqué l'importance considérable de la production des tubes professionnels aux U.S.A. et nous parlerons plus loin de la relation qui existe entre la recherche collective et la réalisation dans le domaine des tubes hyperfréquences et les efforts correspondants dans les autres domaines.

Nous avons remarqué également l'importance de la production des tubes à usage militaire par rapport à celles des tubes à usages non militaires aux U.S.A., en rapport avec ce fait, nous pourrions mentionner le sentiment de pessimisme que les réductions de dépenses militaires aux U.S.A. paraissent avoir suscité au cours de l'année dernière. Il est essentiel de ne pas assimiler cette réduction, qui porte sur un taux de croissance positif et élevé, au passage à un taux de croissance négatif ; raisonner ainsi est, à notre avis, imprudent.

La production de tubes hyperfréquences aux U.S.A., a été en 1962 de 15 % plus élevée qu'en 1961. En 1963, elle a été encore de 8 % plus élevée qu'en 1962. Les difficultés actuelles paraissent provenir d'une prévision fondée sur le maintien du taux antérieur de croissance qui était plus élevé.

En définitive, nous considérons dans ce paragraphe de notre article, la tendance actuelle de l'industrie des tubes hyperfréquences, à pénétrer dans des domaines d'applications qui ne se rattachent pas strictement aux hyperfréquences.

Ceci nous fait penser à une comparaison qui n'est pas entièrement exacte, que l'on peut emprunter ici à l'industrie des allumettes. Compte tenu du fait qu'il n'existe aucun moyen de convaincre les gens d'augmenter leur consommation d'allumettes, on se trouve devant l'alternative, d'avoir à entreprendre la fabrication des briquets, qui remplissent la même fonction, ou bien des cartonnages qui utilisent la même technologie. C'est cette dernière solution qui fut retenue pour la raison essentielle que l'on disposait déjà de l'expérience technique nécessaire.

Nous laissons à l'initiative individuelle le soin de fournir des suggestions quant aux débouchés qui pourraient permettre d'utiliser, sous ses différents aspects, l'expérience technique acquise en matière de tubes hyperfréquences ; nous remarquerons seule-

ment, en parallèle évident avec les deux possibilités mentionnées ci-dessus, d'une part les générateurs et amplificateurs hyperfréquences à l'état solide, et d'autre part la commutation pour faisceau électronique et la conversion thermoionique. Les matériels qui apparaîtront dans ces deux derniers domaines qui sont liés, devraient à notre avis faire remonter le taux d'accroissement que nous avons noté pour l'activité en matière de tubes industriels.

3. Recherche et développement

Quittons les statistiques économiques pour en arriver maintenant à la question de la recherche et du développement qui est l'objet principal de la présente conférence.

La « National Science Foundation » des U.S.A. (fondation nationale pour le développement des sciences) a créé une très utile division consacrée aux travaux de recherches et de développement : recherche de base, recherche appliquée et développement. Nous essayerons d'expliciter ces différents aspects dans la perspective de la question qui constitue l'objet de la conférence.

Par *recherche de base*, nous entendons celle qui a pour but de faire progresser les connaissances et qui n'a pas en vue d'application particulière, tout en espérant évidemment l'apparition éventuelle d'applications pratiques.

Cette partie de la recherche qui peut comporter des travaux purement théoriques, se caractérise par conséquent, par un échelonnement dans le temps très large, avec tout au plus un bilan des travaux tous les six ou douze mois. L'évaluation et la justification de ce genre de travaux sont souvent très difficiles : en outre, le fait qu'une évaluation soit nécessaire, puisque le travail doit bien être payé, peut soulever l'appréhension de ceux qui entreprennent la recherche.

Si l'on veut la diminuer, il est nécessaire de préciser le domaine d'activités qui est vaste, et si possible de définir un domaine dans lequel cette activité soit susceptible de trouver des applications. Ainsi, le chercheur comme le répartiteur des crédits se trouveront l'un et l'autre sur le terrain le plus solide.

Par *recherche appliquée*, nous entendons l'application pratique des connaissances nouvelles, le but des travaux peut être alors défini avec plus de clarté. Nous nous rappelons, à propos de l'invention de l'oscillateur à onde inverse, comment un programme de recherches sur les amplificateurs, en hyperfréquences aboutit à la création d'un oscillateur présentant de nouvelles caractéristiques, alors que l'apparition d'oscillations est défavorable dans un projet d'amplificateur, les chercheurs réalisèrent la signification de cette découverte et entreprirent un travail de recherche appliquée, en vue de créer l'oscillateur à onde inverse.

Nous en arrivons maintenant au *développement* qui est l'exploitation systématique des connaissances scientifiques en vue de créer de nouveaux éléments, de nouveaux matériels ou de nouvelles méthodes, soit pour perfectionner ceux qui existent déjà, soit pour répondre à de nouveaux besoins. Une partie de cette activité consiste à vérifier que les spécifications exigées, en particulier en ce qui concerne les éléments, sont bien compatibles.

Au Royaume-Uni, le gouvernement a pris en charge la recherche en matière de tubes hyperfréquences, et le développement est confié au Ministère de la Défense (Marine), au nom de tous les services. Elle est dirigée par l'intermédiaire de l'Office for Coordination of Valve Development » (Office de Coordination pour la Réalisation des Tubes), plus connu sous le sigle de C.V.D. qui s'occupe de tous les besoins militaires et de certains besoins non militaires, indépendamment de l'utilisateur final. Les trois sortes d'activités décrites plus haut sont menées parallèlement dans le cadre de l'aide aux programmes de recherche et aux programmes de développement, dans les universités, les organismes industriels et les propres laboratoires du C.V.D. (S.E.R.L.). Il y a deux sortes de recherches correspondant aux deux premières catégories, recherche de base et recherche appliquée. Les programmes de développement se divisent également en deux catégories. Ceux de la première catégorie ont pour objet de s'assurer qu'un besoin correspondant à un objectif opérationnel peut être satisfait pour un tube au moins et ceux de la seconde, de s'assurer que ce besoin peut être couvert par un certain nombre de tubes d'un modèle déterminé, et d'établir des spécifications pour tous les paramètres. Cette organisation de la recherche et du développement qui est, à notre avis, très efficace, peut être appliquée également dans le domaine des travaux entrepris dans un but commercial, et par exemple dans notre propre entreprise, il n'existe aucune distinction entre les méthodes appliquées pour les travaux exécutés pour le compte du gouvernement ou dans un but commercial.

Il ne nous paraît pas déplacé de faire une allusion particulière à cet aspect de l'activité en matière de tubes hyperfréquences. Nous savons bien, en effet, que le montant des investissements, tant en travail qu'en argent, nécessaires en général à la mise en œuvre d'un programme conduisant des résultats d'une recherche couronnée de succès à la production d'un article réalisable industriellement, est excessivement élevé, à cause des nombreux paramètres différents qu'il faut prendre en considération pour un article, et du degré d'avancement des moyens techniques mis en jeu.

En ce qui concerne la répartition des travaux de recherche et de développement entre les laboratoires de l'Université, du Gouvernement et de l'industrie, il semble d'après nos informations qu'elle ne varie pas de façon sensible d'un pays à l'autre, restant de l'ordre de 5 à 10 % pour l'ensemble Université et Gouvernement, le reste allant à l'industrie. Ce rapport reflète probablement le niveau élevé des moyens nécessaires à cette activité, et le fait qu'elle doit, pour être efficace, se trouver étroitement liée aux moyens de production. Il convient cependant de noter une différence entre les U.S.A. et les autres pays, consistant en ce qu'il y est fait appel, pour la recherche appliquée, beaucoup plus aux ressources de l'Université qu'à celles du Gouvernement. Ceci nous paraît digne d'ad-

miration, bien que les universitaires puissent soutenir qu'en dirigeant de cette manière la recherche appliquée on court nécessairement le risque de limiter les domaines d'activités de la recherche universitaire. Il n'en est pas moins résulté une formation remarquable de connaissances et d'idées nouvelles dans notre domaine, et beaucoup d'entre nous ont eu l'occasion d'utiliser les nombreux et excellents rapports issus des universités américaines et couvrant le domaine des hyperfréquences dans tous ses aspects, ce qui assure un service unique en son genre et très utile.

Ces constatations nous conduisent à affirmer qu'en ce qui concerne l'efficacité du passage des résultats obtenus par la recherche appliquée, au stade du développement et de la production, il est, nous en sommes convaincus très souhaitable que cette recherche appliquée soit menée en association étroite avec les organismes pouvant se charger éventuellement de la production et mieux encore, à l'intérieur de ces organismes.

Les dépenses de recherche et de développement dans le domaine des tubes professionnels aux U.S.A. sont évaluées à 90 millions de $ par an environ, ce qui ne représente pas moins que la valeur totale de la production pour les quatre autres pays que nous avions retenus pour les statistiques de production de la figure 1. On peut se demander alors comment les pays d'Europe peuvent apporter leur propre contribution à l'ensemble du domaine des recherches et ne pas se contenter de consacrer tous leurs efforts à suivre les résultats des recherches américaines. Nous voudrions faire à ce sujet deux remarques :

1° Puisqu'une partie du problème est d'éviter la dispersion, on pourrait essayer de le résoudre par une coordination à l'échelle européenne. Sans renoncer en rien à cette idée, ni la considérer comme désespérément utopique, il faut convenir qu'elle soulève de nombreuses difficultés si l'on veut la réaliser par les moyens les plus directs. Il est cependant possible d'être en tête dans des domaines déterminés, à tous les étages de la recherche, les travaux sur les dispositifs à champs croisés en France, en sont un exemple, et dans un domaine légèrement différent, les travaux sur les thyratrons à forte puissance au Royaume-Uni. Des travaux tels que ceux-là méritent qu'on reconnaisse leur valeur et qu'on les encourage dans une perspective à long terme.

2° Il faut reconnaître que, pour obtenir une évaluation correcte et une exploitation effective des résultats des importants investissements américains, et pour fournir un terrain sur lequel puissent prendre naissance de nouvelles connaissances et de nouvelles idées, il est nécessaire que la recherche soit maintenue en Europe, même si la base des travaux est constituée par les résultats de l'activité américaine qui est beaucoup plus importante. Partout où cela est possible, l'activité devrait être coordonnée, de façon à ce qu'il soit possible de fournir un effort suffisant sur chaque question.

Pour en terminer sur ce sujet de la recherche scientifique et du développement, nous aimerions faire quelques remarques sur ce que l'on a appelé le « fiasco» commercial résultant de la recherche patronnée par le gouvernement. Une première conséquence incontestable est qu'elle fournit un milieu, tant au point de vue du personnel que des moyens, de l'expérience que des objectifs fondamentaux, à l'intérieur duquel on peut réaliser du matériel commercial. Il arrive souvent que les exigences gouvernementales n'aboutissent pas à un matériel ayant un intérêt commercial direct, parce que les objectifs techniques et économiques sont différents. Nous remarquons cependant que les klystrons de forte puissance, actuellement en usage pour les transmissions de télévision en ondes décimétriques, proviennent directement du milieu qui a produit les klystrons de puissance pour les accélérateurs linéaires et la propagation par diffusion : de même, l'étude des magnétrons pour les radars de marine bénéficie du travail qui a été fait pour répondre exactement aux besoins du Gouvernement.

4. Les études de marchés

Il y a une autre catégorie de recherches sur laquelle nous voudrions faire quelques remarques, à savoir les études de marchés. Elles apportent une méthode systématique pour éclaircir l'un des domaines les plus difficiles dans la direction des affaires, la question de savoir ce qu'il faut développer et produire.

Cette activité a quelque peu souffert de l'image que l'on s'en fait dans le domaine des produits de consommation, celle de la charmante jeune femme faisant une enquête sur les préférences en matière de savon. Il est tout à fait exact que la plus grande partie de l'activité concernant les études de marché, est orientée vers les produits de consommation malgré le fait qu'au Royaume-Uni, par exemple, le montant des transactions portant sur les produits industriels, atteint trois fois et demie, celui des biens de consommation.

Le problème provient, en partie, de la complexité technique du produit industriel en lui-même dont les détails ne relèvent pas de l'expérience de celui qui s'occupe d'études de marchés dans des domaines plus traditionnels. D'autre part, l'enquêteur qui possède des connaissances techniques, a très souvent des intérêts personnels dans le produit et peut alors se trouver influencé dans un sens exagérément optimiste.

En tout cas, il n'est pas familiarisé en général avec l'ensemble des techniques auxquelles peuvent recourir les études de marchés. C'est à notre avis, dans une collaboration entre les deux que peuvent se trouver les meilleures chances de succès.

Il faut admettre que, comme pour toutes les recherches, les résultats n'en sont pas infaillibles, mais une chose nous paraît claire : les études de marchés sont essentielles lorsque l'on doit prendre des décisions correctes au point de vue statistique, sur des produits dont la réalisation peut coûter des dizaines ou des centaines de milliers de livres, et peut s'étendre sur plusieurs années.

5. L'avenir offert aux jeunes diplômés

Nous voudrions maintenant présenter quelques remarques sur les problèmes d'enseignement et les moyens d'attirer les jeunes diplômés des Universités dans le domaine des tubes hyperfréquences et dans les domaines qui s'y rattachent.

Dans l'enseignement universitaire, la période préparatoire devrait, à notre avis, être consacrée aux sciences de base et aux mathématiques à un niveau aussi élevé qu'il est nécessaire, et toute spécialisation devrait être réservée pour la période qui suit l'examen. Au cours de l'une et l'autre de ces périodes, il devrait être continuellement souligné que l'étudiant est mis en présence de problèmes accompagnés d'explications soigneusement préparées et qui sont en général susceptibles d'être résolus analytiquement, et que la vie réelle ne se prête pas souvent à une telle simplicité.

L'aptitude à exprimer les idées d'une manière simple en ne disant que l'essentiel devrait être encouragée chez l'étudiant, même lorsque le détail des analyses, calculs et approximations d'où se dégage une conclusion sont très complexes. Ceci leur sera particulièrement précieux plus tard dans la recherche, quand ils auront à convaincre des gens dont l'expérience porte sur des domaines étrangers au sujet en discussion. Il faudrait souligner la nécessité d'une étude systématique de la littérature en tant qu'élément d'un programme de recherche dont il faut être conscient de l'importance, plutôt que de se fier aux rencontres fortuites, précieuses mais hasardeuses. L'usage des résumés scientifiques, par exemple, est mal connu chez les étudiants en Angleterre.

Après avoir formé le diplômé des Universités, tel que nous le souhaiterions, le problème est maintenant de savoir comment l'inviter à venir travailler dans notre activité.

Nous devons admettre d'abord que la mode joue un rôle dans le domaine des hyperfréquences comme dans tous les autres, et influence le désir d'y entrer que peut avoir le jeune homme nouvellement qualifié. La nouveauté d'un domaine où se déploient les efforts scientifiques, engendre un intérêt spécial dans l'esprit de l'étudiant, et également, oserions-nous dire, dans celui du professeur, par suite, une attention exagérée peut se concentrer sur ce sujet et engendrer la dernière en date des modes. Depuis 1945, nous avons vu successivement les hyperfréquences, les semiconducteurs, les plasmas, l'électronique quantique et l'état solide, faire l'objet de périodes d'engouement et les nouveaux diplômés, dans chacune de ces périodes, pensaient qu'ils devaient s'engager dans le domaine correspondant. En fait, après la période d'« engouement aigu », qui, en général, ne dure pas très longtemps après la découverte d'un nouveau domaine (domaine à explorer), les idées et les principes nouveaux progressent à un rythme accéléré et l'on ne manque pas de travail à offrir à l'activité des jeunes diplômés. Il serait tout à fait fallacieux de laisser croire qu'un domaine où se déploie la science appliquée peut être remplacé en une nuit. Néanmoins, les variations de la mode peuvent avoir pour effet des détournements très fâcheux dans les efforts et le ralentissement de l'activité dans un domaine existant, pour quelques années, et même parfois de nombreuses années.

Nous énonçons une évidence en faisant remarquer que les tubes hyperfréquences sont un sujet qui a dépassé depuis longtemps sa période d'engouement, bien que les questions qui ont été étudiées dans ce domaine au cours des quelques dernières années soient d'un grand intérêt pour la compréhension des sujets qui se sont trouvés mis à la mode ultérieurement.

Une question qui peut se poser à celui qui pourrait entrer dans notre domaine, est de savoir qu'elle sera l'étroitesse de sa spécialisation. Nous devons faire observer qu'indépendamment de l'immense gamme des problèmes qui se proposent à son attention, en physique, mathématiques, chimie et métallurgie, le travail dans ce domaine ouvre la porte sur beaucoup d'autres. Les ondes de charge d'espace présentent des affinités avec les ondes progressives de contrainte dans les solides : le domaine des recherches sur les plasmas en est tout proche. Le comportement d'un électron dans un conducteur M.H.D. est en relation avec les travaux sur les champs croisés, et l'instabilité dans les systèmes à fusion peut s'interpréter au moyen des procédés d'amplification d'ondes progressives.

Pour finir, quelques statistiques devraient intéresser les nouveaux diplômés qui se demandent « quel avenir puis-je avoir dans ce domaine » ?

L'assistance à nos cinq Congrès Européens sur les tubes hyperfréquences, a été la suivante :

1956	— France	600
1958	— Grande-Bretagne	700
1960	— Allemagne	800
1962	— Pays-Bas	500
1964	— France	700

Compte tenu du fait, qu'à chacun de ces Congrès, environ le même nombre de contributions a été présenté, que les organisateurs ont eu la même difficulté à traiter tout les travaux présentés, et que le nombre des Congrès sur les sujets voisins ne cesse d'augmenter, le nouveau diplômé devrait bien voir qu'il y a là dedans « quelque chose à faire pour lui » pendant de nombreuses années.

6. Applications

Nous en arrivons enfin aux domaines d'applications. Le radar a fait des progrès surprenants depuis 1956, dus à des perfectionnements majeurs dans les performances des tubes, et par exemple la discrimination d'objectifs mobiles, la diversité de fréquence, l'exploration, les systèmes Doppler C.W. et les systèmes à compression d'impulsion, ont été rendus techniquement possibles pour les appareils.

Pour les communications, le nombre de voies que permettent d'obtenir les systèmes en hyperfréquences n'a cessé d'augmenter, il atteint maintenant 2 000 environ, et les systèmes sont en voie d'extension à la totalité de la bande de fréquences utilisables.

Pour le brouillage, les carcinotrons de type M et O permettent de réaliser des systèmes actifs et passifs couvrant une large gamme de fréquences, et les progrès en matière de tubes ont engendré, en général, toute une série de moyens de pénétration. Les carcinotrons ont trouvé une utilisation de plus en plus importante dans les appareils de mesure de toute catégorie.

Pour les accélérateurs linéaires, la possibilité de disposer d'amplificateurs à haute puissance a permis d'atteindre des niveaux d'énergie extrêmement élevés par simple addition en série de sections d'accélération longitudinales et d'amplificateurs d'excitation.

La télévision en ondes décimétriques est maintenant en cours de réalisation, elle utilise des tubes à haute puissance et la transmission des couleurs impose des exigences très sévères au point de vue des performances.

L'activité en matière de communications par satellites, qui a tellement captivé l'imagination populaire, est entrée dans le domaine des possibilités, et bien que la discussion soit encore ouverte, sur la question de savoir quel est le meilleur système de modulation, il ne fait aucun doute que tous les besoins seront satisfaits.

Dans le domaine médical, il a été fait usage de l'énergie en hyperfréquences pour certains traitements thérapeutiques, et mentionnons encore sur cette liste qui est certainement incomplète, l'utilisation des hyperfréquences dans les systèmes de contrôle de trafic comportant un radar indicateur de vitesse, utilisés par la police.

Si nous regardons vers l'avenir, nous voyons que le domaine des télécommunications, avec ses exigences sans cesse croissantes pour la transmission des informations de toute nature, paraît sur le point de saturer la gamme des bandes de fréquences utilisables pour les transmissions d'un point à un autre à travers l'atmosphère. Face au besoin toujours pressant d'éviter les interférences, le système à guide d'ondes millimétriques, qui a été l'objet de remarquables études d'avant-garde, aux U.S.A. et ailleurs, paraît devoir venir à son heure. Le fonctionnement aux fréquences de laser est une autre voie possible dans beaucoup de domaines présentant des problèmes de transmission analogues, mais il reste encore beaucoup d'autres problèmes à résoudre.

L'une et l'autre de ces solutions présentent l'avantage d'éviter les variations de l'affaiblissement dû à l'atmosphère.

Par ailleurs, on peut envisager la détection pour radar et les communications extra-atmosphériques grâce aux ondes millimétriques ou au rayonnement pour faisceau laser, au moyen d'équipements de très faible encombrement, le choix devant dépendre de l'efficacité relative de ces moyens.

Le chauffage et la cuisson au moyen des hyperfréquences, semblent se trouver dans la situation qui fut celle de la télévision en couleur aux U.S.A. On ne s'en servira pas jusqu'au jour où une utilisation en quantité importante permette de faire baisser les prix. Ce sont certainement les réchauds pour la cuisine et les usages non domestiques qui paraissent devoir apporter les meilleures chances de démarrage. Le besoin d'une source d'énergie à bas prix se fait sentir, et c'est encore le magnétron qui est le meilleur candidat.

Pour le chauffage industriel, les applications dans toutes les bandes de fréquences, paraissent devoir augmenter, avec l'apparition de sources pouvant fournir des puissances de sortie de plus en plus grandes.

La transmission massive d'énergie au moyen des hyperfréquences est en cours de discussion, mais nous restons sceptiques. On exige aussi bien des générateurs que des convertisseurs des rendements de l'ordre de 98 %, et bien qu'il leur soit possible de transmettre de grandes quantités d'énergie, l'affaiblissement dans les guides d'ondes paraît demeurer élevé en comparaison de celui des lignes actuelles de transport de l'énergie. Mais surtout, nous sommes fondamentalement défiants vis-à-vis d'une application dans laquelle la plus grande partie de l'énergie transmise sera utilisée d'une manière assez grossière, par exemple, pour le chauffage, alors qu'il n'est pas fait usage des caractéristiques spéciales de l'énergie cohérente sous forme d'hyperfréquences.

7. Conclusion

Pour conclure, nous voudrions dire que le travail que nous avons fait en préparant cet article, a renforcé notre impression d'une industrie dynamique et en pleine expansion, à l'avant-garde de la technique de notre époque et nous aurons atteint notre but si nous avons réussi à faire partager ce point de vue.

Nous aimerions remercier pour l'aide appréciable que nous avons reçue de plusieurs endroits, et parmi celles-ci :

— en France, du Docteur PICQUENDAR

— en Allemagne, du Docteur SCHMITGER

— du « Microwave Journal », Journal des Hyperfréquences, de M. William BAZZY

— et particulièrement de Miss Marcella ACNOW, de la London School of Economics (Ecole des Etudes Économiques de Londres) qui nous a fourni les données économiques :

France

1 — Bulletins bimensuels de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Allemagne

2 — Zentralverband der Electroindustrie (statisticher Bericht, 1963).

3 — Statistisches Bundesamt Wiesbaden (Publications officielles).

Etats-Unis

4 — Electronics Division, Business and Defense Services Administration, Department of Commerce.

5 — Electronic Industries Association Year Book 1964.

6 — Bureau of Labor Statistics, Department of Labor (Emplois et Salaires 1909-1962).

7 — Employement and Earmings, Department of Labor (Périodique mensuel).

8 — Annuel Census of Manufacture, Department of Commerce.

9 — Seras Roebuck et Co, catalogue 1964 (Prix des appareils de télévision).

Japon

10 — Kikai Tobei Geppo (Rapport statistique mensuel sur les machines).
Secrétariat ministériel, division des recherches statistiques. Ministère du Commerce de l'Extérieur et de l'Industrie.

11 — Kikai Tokei Neupo (Rapport statistique annuel sur les machines).

12 — Cebsus of Manufactures, report by industries, publié comme ci-dessus (emplois attribués et salaires 1956-1961).

13 — Statistiques mensuelles japonaises, bureau des Statistiques (emplois attribués après 1961 et prix des appareils de télévision).

Royaume-Uni

14 — Ministry Labour Gazette, février 1964.

15 — Value and Semiconductor Manufacturer's Association (Comptes rendus de presse).

16 — Which, juillet 1964, Consommers Association (Prix des appareils de télévision).

5e Congrès International des Tubes pour Hyperfréquences

LES PLASMAS ET L'INGÉNIEUR DES HYPERFRÉQUENCES (*)

PAR

M. CHODOROW et G.S. KINO

Laboratoire des Hyperfréquences
Université de Stanford (Californie, U.S.A.)

Nous nous proposons, dans cet article, de discuter l'influence possible de la technique des tubes hyperfréquences et des concepts théoriques qui lui sont associés sur la compréhension des plasmas et la réalisation éventuelle de dispositifs utilisant les plasmas.

L'ingénieur des hyperfréquences peut apporter sa contribution de trois manières dans le domaine des plasmas et il l'a déjà fait. Il s'agit tout d'abord de l'invention et de la réalisation de dispositifs hyperfréquences utilisant les propriétés des plasmas. En particulier, un grand effort a déjà été consacré à la recherche d'amplificateurs fondés sur l'interaction des faisceaux de plasma. Mais il existe aussi quelques éléments passifs à plasma, tels que des dispositifs d'accord, des déphaseurs, des atténuateurs, etc., qui pourraient avoir une grande importance technique parce qu'ils sont accordables électroniquement. Le deuxième genre de contribution concerne les dispositifs qui ne relèvent pas de la technique des hyperfréquences. Dans ce cas, l'ingénieur spécialiste des tubes hyperfréquences a une action peut-être moins directe ; néanmoins, on envisage ou l'on étudie plusieurs dispositifs importants, dans lesquels son expérience aiderait efficacement à résoudre des problèmes analogues à ceux qu'il a déjà rencontrés. Le plus important de ces dispositifs non hyperfréquences est probablement le convertisseur thermoionique qui utilise une cathode chaude émettant des électrons, dont la charge d'espace est neutralisée par des ions, habituellement de césium. Ce dispositif a une grande importance technique dans le domaine spatial, parce qu'il fonctionne à une température élevée qui rend possible le refroidissement de l'anode par rayonnement [1, 2]. Il trouve aussi des applications importantes comme source d'énergie électrique dans les avions, où il peut être chauffé par les gaz d'échappement d'un moteur, et dans les réacteurs nucléaires, puisqu'il peut être placé à l'intérieur-même du réacteur. De nombreux problèmes techniques n'ont pas encore été complètement résolus. La réalisation d'une cathode chaude fiable, qui puisse être chauffée par les gaz de combustion, mais ne soit pas poreuse pour ces gaz, n'a pas encore été accomplie. Si le convertisseur utilise du césium, l'emploi de ce corps soulève des problèmes techniques qui peuvent être aussi très gênants. La technologie est très semblable à celle qui est rencontrée dans beaucoup de tubes, mais avec certaines complications supplémentaires. C'est pourquoi beaucoup de progrès techniques ont été effectués, et continueront de l'être, par des personnes ayant l'expérience de la technique des tubes hyperfréquences. Les problèmes théoriques les plus délicats, tels que celui des oscillations qui tendent à se produire dans ces convertisseurs, sont aussi semblables à des problèmes connus depuis longtemps par l'ingénieur des hyperfréquences. Les oscillations dépendent, par exemple, d'instabilités de la charge d'espace d'un type similaire à celles qui se produisent dans les tétrodes où il peut exister plus d'une seule solution pour la charge d'espace. De telles solutions multiples pour la charge d'espace ont été discutées il y a plusieurs années par SHOCKLEY, et leur compréhension a été grandement facilitée en utilisant des concepts de ce genre ainsi que divers autres critères de stabilité, établis d'abord à propos de tubes hyperfréquences [3, 4, 5].

Une autre application importante des plasmas en dehors des hyperfréquences est la production d'énergie magnétohydrodynamique. Un grand nombre de travaux sont en cours dans ce domaine, dont la plupart concernent des techniques qui ne sont pas d'un type auquel l'ingénieur des hyperfréquences peut apporter une contribution majeure. Cependant, il y a encore beaucoup de problèmes non résolus et non découverts dans ce domaine, et peut-être beaucoup de solutions techniques inadéquates aux problèmes déjà rencontrés. On peut penser que la connaissance des dispositifs à champs croisés qui a été acquise dans le domaine des hyperfréquences sera

(*) Conférence prononcée le 14 Septembre 1964 à la séance inaugurale.

importante pour comprendre les générateurs magnétohydrodynamiques qui sont aussi des dispositifs à champs croisés. En outre, alors que la plupart des travaux actuels concernant les générateurs d'énergie magnétohydrodynamique sont consacrés à la production de courant continu, des générateurs de courant alternatif ont été parfois suggérés. A titre d'exemple, HAUS a utilisé le formalisme des modes couplés pour indiquer comment des ondes magnétohydrodynamiques peuvent être couplées à des circuits extérieurs en vue de produire de l'énergie électrique. Une confirmation expérimentale de cette idée est actuellement en cours d'étude au M.I.T. Il est difficile de juger dès maintenant de son importance finale, mais il montre que la structure théorique très raffinée et élaborée qui a été construite dans le domaine des tubes hyperfréquences apportera peut-être à la longue des contributions importantes à la production d'énergie magnétohydrodynamique [6, 7].

Le troisième domaine possible auquel l'ingénieur des hyperfréquences peut contribuer concerne moins la réalisation de dispositifs à plasma que la compréhension du comportement des plasmas en haute fréquence, en particulier dans les applications où ce comportement à haute fréquence est indésirable. Par exemple, il est important de comprendre pourquoi la gaine de plasma qui enveloppe un véhicule spatial lors de sa rentrée dans l'atmosphère empêche la propagation des hyperfréquences [8, 9]. Dans d'autres problèmes de propagation dans l'ionosphère, bien des effets trouvés sont semblables à des effets déjà connus dans le domaine des tubes hyperfréquences.

Dans le domaine de la fusion thermonucléaire, de nombreuses instabilités qui se produisent dans les plasmas confinés dans un champ magnétique sont les principes mêmes des mécanismes d'amplifications utilisés dans certains tubes hyperfréquences. Certaines méthodes de chauffage sont aussi liées à divers mécanismes d'amplification paramétrique, bien connus depuis longtemps dans le domaine des hyperfréquences. Il se trouve aussi que le scientifique familier des hyperfréquences est habitué à penser à des systèmes de dimensions précises pour lesquels l'influence des conditions aux limites est de première importance dans la détermination des propriétés d'oscillation ou d'amplification du milieu. Cette structure théorique fortement organisée, développée pour analyser les systèmes électroniques bornés, a déjà eu une influence dans le domaine des plasmas appliqués à la fusion.

Il existe une gamme étendue de dispositifs passifs hyperfréquences ; on peut inclure parmi eux les déphaseurs, coupleurs passe-bande, filtres passe-bande ou atténuateurs utilisant un plasma. Dans ces dispositifs, il est possible d'utiliser le mode normal d'un guide d'onde légèrement perturbé par la présence d'un plasma ou un mode de plasma dont toutes les propriétés de propagation sont déterminées par le plasma lui-même. Dans la première classe, la structure consistera, par exemple, en un long tube à décharge disposé le long du guide d'onde, les modes usuels du guide d'onde étant déformés par la présence du plasma. La présence, par surcroît, d'un champ magnétique va décomposer le mode normal TE_{10} en deux modes polarisés circulairement en sens contraire. Dans la deuxième classe, l'aspect physique du dispositif sera à peu près le même. Cependant, le dispositif fonctionnera maintenant à une fréquence inférieure à la fréquence de coupure du guide d'onde et à la fréquence de plasma. Dans cette bande, des ondes électromécaniques lentes peuvent se propager le long de la colonne de plasma. En présence d'un champ magnétique, les ondes polarisées circulairement dans des sens opposés ont des vitesses de phase différentes. Ces dispositifs, qu'ils soient chargés par plasma ou par guide d'onde, sont accordables électroniquement, puisque la densité du plasma et par conséquent le déphasage peuvent être ajustés en agissant sur le courant de décharge ; une autre possibilité consiste à commander le déphasage par variation du champ magnétique. Ces propriétés peuvent aussi servir à commander l'affaiblissement en modifiant soit les caractéristiques de coupure, soit les pertes. Un comportement non réciproque dépendra naturellement de la présence d'un champ magnétique tout comme avec les ferrites. L'avantage de ces dispositifs par rapport aux ferrites est leur aptitude à traiter une puissance élevée. L'inconvénient de l'utilisation d'un plasma comme déphaseur, coupleur passe-bande, etc. réside dans les pertes associées à un grand déphasage. Ces pertes sont essentiellement les mêmes, que le système utilise un mode de guide d'onde chargé partiellement par un plasma ou un mode progressif de la colonne de plasma, puisque dans chaque cas la commande du déphasage et l'affaiblissement par longueur d'onde dépendent tous les deux de la quantité d'énergie accumulée dans le plasma. L'utilisation d'un mode progressif de plasma est avantageuse, à cause du grand déphasage par unité de longueur dû à son caractère d'onde lente et à la concentration des champs dans le plasma. Mais c'est précisément parce que les champs sont intenses dans ce type de système que l'aptitude à traiter une puissance élevée est moindre que celle d'un système utilisant un mode de guide d'onde chargé par plasma. Ces idées ont été confirmées en laboratoire par KAUFMANN et ses collaborateurs [10, 11].

Une variante de ce dispositif, dont la forme est essentiellement celle d'un guide d'onde chargé par plasma, mais qui en diffère quelque peu par son principe, a été expérimentée par ROBSON à Sheffield. Dans ce dispositif, une hélice pouvant propager un mode hélicoïdal est placée dans la décharge. Le plasma est conçu de façon à avoir une fréquence de plasma bien plus élevée que la fréquence de fonctionnement et agit donc essentiellement comme un court-circuit. En appliquant à l'hélice une tension négative, il se forme toutefois une gaine autour d'elle, et la propagation est possible le long de l'hélice avec une vitesse de phase dépendant de l'épaisseur de la gaine qui dépend à son tour de la tension appliquée. Cette méthode soulève des problèmes à cause de l'amortissement de LANDAU et des effets possibles de redressement dans la gaine [12, 13].

Certaines difficultés supplémentaires se rencontrent dans les dispositifs de cette espèce à cause de l'utilisation d'une décharge en courant continu. Une décharge en courant continu tend à être instable et

présente des oscillations internes qui sont engendrées au voisinage de la cathode. De plus, comme il existe un grand milieu neutre, les collisions des électrons avec les particules neutres causent des pertes et peuvent même, aux niveaux élevés de puissance à haute fréquence, donner naissance à une production supplémentaire de plasma. Une manière possible de surmonter certaines de ces difficultés, au moins pour les déphaseurs, atténuateurs et filtres à plasma direct, consiste à utiliser un meilleur plasma, c'est-à-dire un plasma ayant une plus faible pression moyenne des particules neutres et, par conséquent, une plus faible fréquence de collision. Un tel plasma pourrait être un plasma de césium, qui permet d'obtenir par ionisation thermique un plasma stable ionisé à près de 100 % et ayant donc une pression de base relativement faible. Il en résulte une très faible fréquence de collision et donc un plasma qui sera bien meilleur que le plasma de décharge dans la vapeur de mercure par exemple. A cause de la plus faible température électronique, les effets d'amortissement de LANDAU seraient aussi plus faibles qu'avec un plasma de décharge. Outre sa technologie, le plasma de césium présente naturellement l'inconvénient d'avoir une densité déterminée non par un courant, mais essentiellement par la température des cathodes. Obtenir des déphasages réglables exigerait donc de faire varier soit le champ magnétique le long du plasma, soit la distribution de potentiel. Cependant, il est possible qu'avec une certaine ingéniosité, des moyens puissent être inventés pour faire varier la densité du plasma et par conséquent le déphasage [14, 15, 16].

Une application voisine qui peut être comptée au nombre des dispositifs passifs est l'accord des klystrons au moyen d'un plasma. Elle utilise le même principe qu'un dispositif d'accord à ferrite. Le plasma y est placé dans une région de fort champ électrique ; une variation de la densité du plasma change donc la fréquence de résonance du résonateur. Cela est réalisé en plaçant le plasma à l'extérieur du résonateur principal, dans un résonateur auxiliaire qui lui est couplé. Le principe a été vérifié avec succès par des chercheurs de la C.F.T.H. qui ont réussi à obtenir un système accordable simple. Il est évident qu'un tel système accordable pourrait aussi être utilisé comme filtre passe-bande, déphaseur, etc.

Il existe d'autres procédés possibles pour commander la densité du plasma. L'un d'eux utilise un plasma produit par le passage d'un faisceau d'électrons à travers un gaz. Ces plasmas peuvent être stables dans un domaine limité et l'accord s'obtient facilement en faisant varier la densité du faisceau électronique. On sait par de tels moyens obtenir une forte densité de plasma avec de très faibles pressions, et par conséquent une faible fréquence de collision serait possible et l'on peut s'attendre à des caractéristiques presque idéales pour les types d'application décrits ici. La théorie du comportement de ce genre de plasma a été élaborée par DUNN et SELF [17] ; ils ont montré que la moitié des collisions qui se produisent, peuvent être des collisions ionisantes pour des énergies de faisceau dans une plage de cent volts à peut-être quelques milliers de volts. A titre d'exemple, il est possible, avec de la vapeur de mercure ayant une pression de l'ordre de 10^{-4} torr, de produire non seulement assez d'ions pour neutraliser le faisceau, mais encore un nombre suffisant d'électrons et d'ions pour former un plasma de densité élevée. Les résultats expérimentaux de SELF montrent qu'en utilisant du mercure avec un potentiel d'ionisation de dix volts, la température du plasma formé est d'environ un demi volt, ce qui est tout à fait différent de la décharge ordinaire dans la vapeur de mercure, où la température correspond normalement à deux ou quatre volts. Les résultats de SELF montrent qu'avec un faisceau ayant une énergie d'environ deux cents volts, et une intensité de quelques milliampères, on obtient un plasma stable, dont la fréquence de plasma est de l'ordre de 1 000 MHz.

Un autre genre de dispositif que nous avons considéré arbitrairement comme un dispositif passif, en grande partie parce qu'en haute fréquence la puissance de sortie est inférieure à la puissance d'entrée, est un générateur d'harmoniques à plasma. Aussi bien à Stanford qu'à Toranto, une production d'harmoniques a été obtenue avec un rendement élevé dans une petite décharge à haute fréquence de forme sphérique où, par exemple, quelques watts en bande S à l'entrée suffisent à engendrer le deuxième harmonique avec un rendement de conversion de plus de 25 % [18, 19]. La production d'harmoniques est fondamentalement réactive et dépend de la présence d'un gradient, soit dans le carré du champ électrique, soit dans la densité du plasma. Si la distribution spatiale du champ électrique n'est pas constante, le mouvement des électrons dans un tel champ ne sera pas sinusoïdal, même pour une variation sinusoïdale dans le temps, et les composantes non linéaires sont à l'origine de la production d'harmoniques. Dans le même système, le rendement de conversion est de l'ordre de 1 % pour le septième harmonique. Pour que de telles conversions harmoniques aient lieu, il faut que le plasma lui-même résonne à la fréquence harmonique considérée. Dans le cas envisagé, la résonance est une résonance dipôle ou multipôle d'un plasma sphérique. Pour une densité faible du plasma, celui-ci résonne à la moitié de la fréquence d'entrée, et il est possible de mettre en évidence des oscillations paramétriques [19]. C'est ce qu'on attendrait d'un système résonnant réactif non linéaire. Il convient de noter que, par rapport à d'autres méthodes de production d'harmoniques, l'effet considéré est un effet volumique plutôt que superficiel, et qu'il peut se produire pour une valeur modérée de la puissance de l'onde entretenue dans un milieu qui n'est pas détruit par un excès de puissance haute fréquence. Il semble donc, au moins en ce qui concerne la puissance traitée par unité de volume, qu'il serait possible de transposer cet effet dans la gamme des ondes millimétriques, bien qu'il puisse y avoir des difficultés à obtenir une densité suffisante de plasma pour la résonance. Il existe des moyens pour étendre cette technique à des plasmas solides et produire des harmoniques à des fréquences bien plus élevées que dans les plasmas gazeux.

Une dernière application des plasmas, que l'on ose à peine classer parmi les dispositifs passifs, est un générateur de bruit, car malheureusement les plasmas

engendrent très souvent du bruit, même lorsqu'il est indésirable. Cependant, il est aussi possible, par une conception convenable, de produire des quantités importantes de bruit. Une technique particulière employée chez HUGHES consiste à utiliser une décharge de P.I.G. (Philips Son Gauge). On pense que la production de bruit est liée à la rotation de la gaine à une vitesse correspondant à E/B.

La plus importante application possible des plasmas aux dispositifs hyperfréquences est peut-être l'amplificateur à plasma et faisceau. Ce sujet va être discuté dans le présent article plus brièvement qu'il ne le mériterait, puisqu'un grand nombre d'articles s'y rapportant sont présentés au Congrès. L'amplification par un faisceau traversant un plasma est fondé sur le principe fondamental de l'amplification « easitron » ou amplification dans un milieu réactif à des fréquences inférieures à la fréquence de plasma. Un faisceau modulé traversant un plasma agit sur lui par l'intermédiaire de ses champs de charge d'espace. En présence d'un champ magnétique infini, le plasma se comporte comme un milieu de constante diélectrique

$$\varepsilon = \varepsilon_0 (1 - \omega_p^2/\omega^2)$$

où ω_p est la fréquence de plasma. Pour les fréquences inférieures à la fréquence de plasma, la constante diélectrique effective est alors négative et les électrons tendent à s'attirer plutôt qu'à se repousser à l'intérieur du faisceau. Par conséquent, la réponse du milieu a une phase qui accroît le groupement des électrons dans le faisceau, et amplifie ainsi les ondes se propageant le long du faisceau. L'exemple le plus simple de ce genre de phénomène est naturellement la réponse d'un circuit résonnant accordé à un générateur de courant. La phase de tension sera en avance ou en retard sur celle du générateur de courant selon la position de la fréquence de résonance du circuit par rapport à la fréquence de commande. Dans l'easitron, la fréquence de commande est inférieure à la fréquence de résonance du circuit. Plus généralement, un plasma dans un champ magnétique fini possède certaines fréquences de résonance qui dépendent de la fréquence cyclotron et de la fréquence de plasma. La phase de sa réponse au générateur de commande, qui est ici le faisceau d'électrons, va dépendre d'une manière compliquée de la présence des diverses résonances. Le principe invoqué est toutefois le même ; si la phase de la réponse est correcte, elle peut réagir sur le faisceau de façon à augmenter le groupement des électrons. Il y a aussi possibilité d'amplification par interaction avec les modes progressifs de la colonne de plasma. Dans ce cas, la vitesse du faisceau est choisie proche du synchronisme aussi important que celui qui a été décrit ci-dessus, parce qu'il n'est pas très différent du fonctionnement normal d'un tube à onde progressive. L'interaction réactive présente plusieurs avantages par rapport aux amplificateurs ordinaires à onde progressive :

1/ Le système est non réciproque parce qu'il n'existe dans le milieu aucune onde progressive dans la bande de fréquence considérée.

2/ Aucun circuit n'est nécessaire. Quand le faisceau électronique traverse le milieu actif, l'interaction est très intense et les taux d'amplification sont très grands. Pour la même raison, il est possible de transposer ce dispositif sans circuit dans la gamme des ondes millimétriques.

3/ On peut s'attendre à un rendement relativement élevé parce qu'on n'impose pas à la vitesse du faisceau d'être égale à la vitesse de phase le long du circuit et qu'il n'y a donc pas lieu de maintenir le synchronisme quand la vitesse du faisceau varie par suite de l'interaction. Des gains élevés ont été réalisés par ce processus à des fréquences s'étendant de 100 MHz à 35 GHz [20, 21, 22]. On a obtenu sans difficulté spéciale des amplificateurs à plasma et faisceau qui sont stables et ont des rendements de l'ordre de 25 % dans les bandes X et S.

ALLEN, CHORNEY et leurs collègues ont trouvé des durées de vie de plus de 500 heures pour les sources de plasma et les canons dans du plasma. Le même groupe a obtenu aussi des puissances de l'ordre de 10 à 20 kilowatts [23]. Leurs travaux sont exposés dans d'autres articles présentés à ce Congrès. La plus grande partie de ces travaux a été consacrée aux interactions entre plasma et faisceau dans un champ magnétique. La présence d'un champ magnétique complique l'interaction mais elle offre aussi certains avantages et révèle certains phénomènes qui aboutiront peut-être à des méthodes intéressantes de couplage au faisceau. La constante diélectrique effective d'un plasma dans un champ magnétique est anisotrope. En particulier, pour les fréquences

$$\omega_p < \omega < (\omega^2_p + \omega^2_c)^{1/2}$$

où ω_c est la fréquence cyclotron, la composante radiale ε_{rr} de la constante diélectrique est négative et la composante longitudinale ε_{zz} est positive. Pour cette raison, si une onde lente se propage à travers le système, éventuellement portée par un faisceau électronique, il est possible d'avoir aussi une propagation radiale même s'il s'agit d'une onde lente. Cela est naturellement très différent du cas d'un faisceau électronique dans le vide où les champs associés à une onde lente décroissent exponentiellement lorsqu'on s'écarte du faisceau. La propagation radiale offre la possibilité d'un couplage efficace au système plasma-faisceau, en utilisant un circuit qui est plongé dans un plasma, mais à une certaine distance du faisceau, entourant par exemple ce dernier mais avec un rayon bien plus grand que lui. Si cette idée de couplage à un plasma pouvait être utilisée, elle éviterait la nécessité des coupleurs métalliques proches du faisceau qui sont employés dans l'amplificateur ordinaire à plasma et faisceau. Cela aurait des conséquences immenses liées à l'absence complète de structures métalliques fragiles et permettrait d'obtenir des puissances élevées à de très hautes fréquences. ALLEN, CHORNEY et leurs collègues ont partiellement expérimenté la méthode du couplage direct à un plasma et ils le présentent dans un article du Congrès [24]. Il convient toutefois de noter que cette méthode entraîne certains inconvénients graves dans le domaine des ondes millimétriques. Pour obtenir un couplage dans une bande de fréquences assez large, la fréquence cyclotron doit être du même ordre de

grandeur que la fréquence de plasma. Cela implique naturellement l'utilisation de champs magnétiques très élevés aux longueurs d'onde millimétriques. Si par ailleurs, la fréquence cyclotron utilisée est très inférieure à la fréquence du plasma, il faut que le plasma soit très uniforme. S'il n'est pas uniforme, il y aura des régions du plasma où les constantes diélectriques changeront de signe, car la condition :

$$\omega_p < \omega < (\omega^2_p + \omega^2_c)^{1/2}$$

ne peut être maintenue, et il n'y aura pas de propagation radiale [25, 12].

Un des avantages de l'interaction plasma-faisceau par rapport à d'autres amplificateurs est l'énorme gain par longueur d'onde. Il est, par exemple, tout à fait possible d'obtenir une composante imaginaire de la constante de propagation qui soit comparable à la partie réelle ou, dans le langage de la théorie des tubes à ondes progressives, un paramètre d'interaction de PIERCE C_1 de l'ordre de 0,3 ou plus. Il est aussi possible d'obtenir une amplification efficace avec un faisceau épais, atteignant peut-être un diamètre de plusieurs longueurs d'onde. Même si plusieurs modes amplificateurs peuvent exister avec des comportements radiaux différents, c'est le mode de plus bas ordre qui sera le mode principal excité, parce qu'il est celui de plus grand gain [12]. Indépendamment de cette question de très grand gain, on peut évidemment penser à appliquer l'interaction plasma-faisceau à des amplificateurs ou oscillateurs fonctionnant en ondes millimétriques. Il se pose le problème, déjà mentionné, du couplage avec le plasma, de préférence sans utilisation d'un coupleur métallique. Un autre problème est l'obtention d'une densité de plasma assez élevée pour que la fréquence de plasma soit dans la gamme des ondes millimétriques. Divers expérimentateurs ont résolu avec succès ce deuxième problème. Le groupe d'ALLEN et CHARNEY a réussi à obtenir des densités très élevées de l'ordre de 10^{14} cm^{-3}, soit une fréquence de plasma de 100 GHz, dans un volume ayant quelques millimètres de diamètre et quelques centimètres de longueur en utilisant une décharge de P.I.G. comme source de plasma [26]. Un groupe de R.C.A. a utilisé avec succès une décharge de P.I.G. au césium avec une anode chaude en tungstène et a obtenu des densités atteignant 10^{15}cm^{-3}, soit une fréquence de plasma de 300 GHz. Une autre méthode pour produire des densités élevées de plasma consiste à utiliser le faisceau lui-même pour produire le plasma. Elle a été pratiquée par GROENDYK en Hollande et par FERRARI en Angleterre. Le plasma produit est uniforme et assez stable tant qu'il n'est pas trop long. S'il est trop long, une onde croissante s'établit et entraîne la coupure du faisceau. Si toutefois, le système est maintenu assez court pour fournir le gain fini qui est exigé d'un amplificateur à plasma et faisceau, il n'y aura pas de telle coupure.

Outre les types d'interaction décrits ci-dessus, il y a aussi des interactions possibles impliquant des déplacements transversaux du faisceau. En présence d'un champ magnétique, ces interactions qui produisent une amplification, sont analogues aux ondes cyclotrons croissantes dans un amplificateur paramétrique ordinaire à faisceau. Au lieu d'être produit par l'une ou l'autre variété de circuit, le couplage entre les divers modes cyclotron provient du plasma, plus précisément de ses champs de charge d'espace. Le gain est donc influencé aussi par la présence du plasma et dépend de la fréquence de plasma. On peut remarquer, à propos de ce genre d'interaction, qu'il serait sans doute possible d'utiliser le phénomène pour chauffer des ions, en modulant le faisceau d'électrons injectés à une fréquence voisine soit de la fréquence du plasma d'ions, soit de la fréquence appelée fréquence cyclotron hybride des ions. En utilisant cet effet, on pourrait peut-être parvenir à chauffer directement des ions, ce qui est naturellement un des problèmes majeurs dans toute tentative de réaliser la fusion.

L'utilisation de l'interaction plasma-faisceau dans un dispositif en ondes millimétriques se ramène finalement au problème du couplage convenable à un plasma sans emploi de circuits délicats. La possibilité d'utiliser un couplage direct à travers le plasma à l'aide d'un circuit plongé dans le plasma, a déjà été discutée. Il existe des variantes de cette méthode où deux régions adjacentes du plasma, par exemple, sont conçues pour avoir l'une un couplage optimal, et l'autre un gain élevé. Il est aussi possible de modeler progressivement le champ magnétique ou la densité du plasma, de façon qu'une onde lente du plasma soit transformée plus loin en une onde rapide qui peut alors être couplée à un mode de guide d'onde. Cette possibilité a été suggérée par un certain nombre de travaux, mais son étude reste encore assez peu avancée.

Un autre procédé de couplage présente un certain intérêt propre, non seulement comme moyen de couplage, mais aussi parce qu'il implique des interactions d'un genre nouveau. Dans ce procédé, deux faisceaux traversent un plasma en sens contraire. Il en résulte des oscillations de plasma au voisinage de la fréquence de plasma. Le système qui fonctionne comme un oscillateur saturé, est fortement non linéaire. Il existe par conséquent, une interaction non linéaire qui produit le deuxième harmonique de la fréquence d'oscillation fondamentale. On peut montrer que ce deuxième harmonique est une onde rapide. Un tel comportement a effectivement été observé dans un laboratoire à Stanford et est décrit dans un article du Congrès [27]. Il a naturellement des conséquences concernant la production de fréquences élevées puisque la puissance utile apparaît dans une onde rapide qui peut être couplée relativement facilement à un système ordinaire en guide d'onde.

Nous conclurons cet article en mentionnant brièvement divers phénomènes relatifs à des ondes ou à des systèmes plasma-faisceau, qui ont été remarqués dans diverses expériences sur les plasmas, mais étaient déjà connus et étudiés théoriquement dans le domaine des tubes amplificateurs hyperfréquences. Au tout premier rang figure naturellement l'interaction de deux faisceaux. Elle a d'abord été indiquée par PIERCE en 1948 comme moyen d'interaction entre électrons et ions. Peu de temps après, elle a abouti à l'amplificateur à deux faisceaux, qui a été imaginé presque simultanément par un certain nombre de gens, y compris PIERCE, comme un véritable amplificateur. Ce-

lui-ci n'a pas eu beaucoup de succès [29, 30]. On a dit que PIERCE considérait cette idée comme celle dont il était le plus fier, mais qui s'était trouvée être aussi la plus stérile. Cela était certainement vrai, vu dans l'optique d'un mécanisme amplificateur, mais en raison de son importance, elle est devenue maintenant un sujet de grand intérêt auquel sont consacrées des études très détaillées, tant expérimentales que théoriques. Elle a été aussi avancée pour expliquer le mécanisme de certaines anomalies de propagation ionosphérique ; des instabilités dans les plasmas de fusion [31], et comme un moyen d'échauffer ces plasmas.

Un grand nombre d'expériences ont été effectuées sur des plasmas, aussi bien dans l'espace qu'en laboratoire, pour étudier les ondes cyclotron. Dans diverses circonstances, on a observé soit une propagation, soit une émission de bruit au voisinage des multiples de la fréquence cyclotron. Nous décrivons ici quelques-unes des expériences qui ont été effectuées et nous indiquerons comment elles s'enchaînent les unes aux autres. Il y a d'abord les expériences utilisant le satellite Alouette, où des impulsions étaient émises au-dessus de l'ionosphère vers l'ionosphère [32]. Ces signaux de sondage par en-dessus variaient lentement en fréquence et le satellite enregistrait alors le retard des signaux réfléchis. On a trouvé des résonances du plasma entourant le satellite, à des fréquences multiples de la fréquence cyclotron. Une expérience apparentée est celle de LANDAUER qui a observé des pointes dans l'émission de bruit produite par une décharge de P.I.G., jusqu'au 45e harmonique de la fréquence cyclotron [33]. BEKEFI au M.I.T., ainsi que GRUBER chez Sperry, ont étudié le bruit produit par un faisceau en rotation dans un champ magnétique, dans un plasma produit par le faisceau. Le faisceau lui-même tournait parce qu'il provenait d'un canon blindé magnétiquement. Dans l'une des expériences, ils ont observé une croissance du bruit le long du faisceau à des multiples de la fréquence cyclotron et aux fréquences décalées par suite de l'effet Doppler dû à la vitesse du faisceau. Des expériences menées par KINO et CRAWFORD à Stanford ont montré des résultats apparentés, relatifs à un signal se propageant radialement à travers un champ magnétique entre deux sondes [36]. Des pointes de transmission y étaient également observées à des multiples de la fréquence cyclotron ou à leur voisinage. BERNSTEIN en 1958 a donné une théorie de ce type de propagation dont MALMFORS avait déjà indiqué les principes en 1950, lorsqu'il cherchait à expliquer les propriétés de certains types d'amplificateurs à champs croisés. L'interaction est celle d'une onde électrostatique avec des électrons thermiques dans un champ magnétique. Le champ à haute fréquence est orienté selon la direction de propagation à travers le champ magnétique et il est non uniforme. Par conséquent, un électron isolé circulant autour d'une ligne de champ magnétique est soumis à l'action des harmoniques d'espace angulaires des champs haute fréquence. Les harmoniques spatiaux d'ordre élevé entraînent alors des interactions intenses du champ haute fréquence avec un électron, lorsque la fréquence est voisine d'un multiple de la fréquence cyclotron de l'électron. Comme on peut s'y attendre, l'intensité de l'interaction dépend de la constante de propagation de l'onde considérée et du rayon de giration des électrons. Ce dernier paramètre est proportionnel à la racine carrée de la température électronique. Les interactions d'ordre supérieur ne sont donc intenses que si la longueur d'onde des ondes électrostatiques est comparable au rayon de giration moyen des électrons dans le champ magnétique.

Le dernier exemple est une idée qui a acquis récemment de l'importance dans le domaine de la fusion, mais qui est étroitement liée à des concepts apparus d'abord dans la théorie des tubes hyperfréquences. Il s'agit d'un procédé pour injecter un faisceau d'ions dans une machine à miroir, et lui faire suivre un parcours le long duquel le champ magnétique varie périodiquement. Celui-ci est produit par un enroulement hélicoïdal ou quelqu'autre perturbation périodique le long de la trajectoire des électrons. On a montré que s'il existait une relation convenable entre la périodicité du champ magnétique, la vitesse des ions et la fréquence cyclotron, il se produirait une interaction résonnante qui amplifierait tout mouvement transversal des ions aux dépens de leur mouvement longitudinal. Quand les particules se déplacent à travers le miroir, leur mouvement de rotation augmente donc et leur vitesse longitudinale diminue. Si ces ions sont réfléchis par le miroir opposé, ils tendent à revenir le long de la même trajectoire, mais leur vitesse longitudinale est maintenant trop faible pour assurer le synchronisme, de sorte qu'il n'y a pas d'interaction et que le miroir les réfléchit. La question de savoir s'ils restent piégés est peut-être plus compliquée ; il est toutefois évident que le mécanisme est étroitement lié aux diverses formes d'amplificateurs paramétriques à ondes cyclotron, qui couplent soit les ondes cyclotron lente et rapide, soit une certaine combinaison d'ondes cyclotron et d'ondes synchrones.

I — DISPOSITIFS PASSIFS (voir page suivante)

II — DISPOSITIFS ACTIFS (voir page suivante)

III — AMPLIFICATEURS A PLASMA ET FAISCEAU

PRINCIPES FONDAMENTAUX

Amplification easitron, non réciproque, à $\omega < \omega_p$; ou interaction avec onde lente dans un plasma, comme avec des circuits.

SITUATION ACTUELLE

La possibilité de grands gains a été montrée de 100 MHz à 35 GHz. Aucun affaiblissement n'est nécessaire. Des rendements de 20 % ou plus ont été prouvés dans les bandes S et X. Des durées de vie supérieures à 500 heures ont été obtenues pour certaines sources de plasma et certains canons. Des densités de plasma correspondant à 300 GHz ont été obtenues avec des dizaines de watts dans le système. Quelques idées de couplage en ondes millimétriques ont été essayées et paraissent promettrices.

AVANTAGES POSSIBLES

Très grand gain par longueur d'onde. Gros faisceau de pervéance élevée. Des amplificateurs sans champ magnétique qui peuvent être bon marché, petits et

I — DISPOSITIFS PASSIFS

Dispositifs à plasma	Situation actuelle	Autres dispositifs	Comparaison avec les autres dispositifs
Déphaseur Coupleur passe-bande Filtre passe-bande Atténuateur (Accordables électroniquement)	Possibilité montrée par KAUFFMAN et autres.	Ferrites et éventuellement diélectriques non linéaires	Accord plus rapide que les ferrites. Conception plus facile aux fréquences inférieures à 3 000 MHz. Absence de champ magnétique. Actuellement bruyants, mêmes limitations en puissance en onde entretenue pure. Probablement plus de pertes actuellement. Alimentation nécessaire.
Coupleurs non réciproques (Accordables électroniquement)	Possibilité montrée par GOLDSTEIN	Ferrites	Comme ci-dessus, mais nécessité d'un champ magnétique.
Résonateurs (Accordables par klystrons)	Fabriqués par C.F.T.H.	Ferrites	Pas de champ magnétique nécessaire. Pas de bruit. Probablement plus de pertes que dans le grenat. Alimentation nécessaire.
Antenne (Accordable électroniquement)	Possibilité théorique	Ferrites	Comme ci-dessus. Une application probablement bien plus désirée. Un conducteur à haute impédance est nécessaire.

II — DISPOSITIFS ACTIFS

Dispositifs à plasma	Situation actuelle
Amplificateur à faisceau de plasma	Possibilité prouvée de quelques 100 MHz à 35 GHz avec rendement supérieur à 20 %. Durée de vie supérieure à 500 heures. Des densités élevées de plasma (300 GHz) ont été obtenues. Tendent à être bruyants, sont techniquement difficiles et exigent de la puissance pour produire le plasma.
Générateurs d'harmoniques	Rendement de 25 à 30 % pour la conversion 3 GHz - 6 GHz avec entrée de quelques watts en régime permanent ou pulsé. Rendement de 1 % pour le 7e harmonique. Puissance possible dans la gamme millimétrique. Non détruit par haute fréquence. Dépend d'effets volumiques.
Oscillateurs paramétriques.	Pompés dans la bande S, oscillent à 1,5 GHz.
Sources de plasma pour faisceau et focalisation de faisceau par plasma.	Des faisceaux stables bien focalisés peuvent être obtenus. Utilisés par STAUFFER avec un faisceau de 20 kV et 2 A pour fusion et sondage par faisceau.
Sources de bruit.	Toujours gênantes. Source efficace jusqu'à 500 MHz par HUGHES.

légers sont possibles. La sortie ne nécessite pas de soins particuliers. Un amplificateur en ondes millimétriques est réalisable, car c'est un dispositif sans circuit. Le rendement sera peut-être élevé, puisque l'interaction ne dépend pas critiquement de la vitesse de l'onde. Des oscillateurs et amplificateurs accordables électroniquement sont possibles. Les grandes largeurs de bande ne soulèvent pas de problème grave. Ils peuvent être particulièrement simples, petits et bon marché, aux fréquences inférieures à 2 000 MHz. Des sources de bruit de grande puissance sont possibles.

Inconvénients actuels

La plupart des amplificateurs sont actuellement bruyants (la source principale de bruit est proportionnelle au signal). Le plasma lui-même tend à avoir des oscillations propres. Cela peut changer. Les sources de plasma exigent de la puissance. Les propriétés des plasmas peuvent changer aux grandes puissances haute fréquence. Le couplage du faisceau se fait actuellement à l'aide de circuits ordinaires. Cela peut changer. La durée de vie des canons et des sources de plasma est réduite à cause du bombardement ionique. Les problèmes techniques posés par les plasmas stables de césium sont difficiles.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Rasor N.S. — *Energy Conversion for Space Power*, Academic Press, New York, N. Y., pp. 155-166, 1961.

[2] Block F.G., Corregan F.H., Eastman G.Y., Fendley J.R., Hernqvist K.G. and Hills E.J. — Construction of a Thermionic Energy Converter, *Proc. I.R.E.*, **48**, pp. 1846-1852, November 1960.

[3] McIntyre R.G. — Analysis and Numerical Solutions to the Space Charge Potential Problem in low Pressure Converters, *JAP*, **32**, pp. 2485-2489, August 1962.

[4] Birdsall C.K. and Bridges W.B. — Space Charge Instabilities in Electron Diodes and Plasma Converters, *JAP*, **32**, pp. 2611-2618, December 1961.

[5] Burger P. — Nonexistence of d.c. States in low Pressure Thermionic Converters, *JAP*, **35**, p. 3048, October 1964.

[6] Rosa R.J. — Nonequilibrium Ionization in MHD Generators, *Proc. I.E.E.E.*, **51**, pp. 774-784, May 1963.

[7] *Proceedings of the 3rd Symposium on the Engineering aspects of Magneto-Hydrodynamics*, University of Rochester, March 28-30, 1962.

[8] Lew H.G. and Angelo V. — Plasma Sheath Characteristics about Hypersonic Vehicles, GE Space Science Labs, Philadelphia, Penn., Information Service N° R605D, 356, 1960.

[9] Budden K.G. — *Radio Waves in the Ionosphere*, Cambridge University Press, England, 1961.

[10] Kaufman I. and Steier W.H. — A Plasma Column Band Passe Microwave Filter, *I.R.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*, MTT-10, pp. 431-439, November 1962.

[11] Kaufman I. and Steier W.H. — A Plasma Guide Microwave Selective Coupler, *I.R.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*, MTT-9, N° 6, pp. 499-506, November 1961.

[12] Stover H.L. — Microwave Laboratory Report N° 1140, Stanford University, February 1964.

[13] Butler H. and Kino G.S. — Plasma Sheath Formation by Radio Frequency Fields, *Phys. of Fluids*, **6**, September 1963.

[14] Wada J.Y. and Knechtli R.C. — Generation and Application of a Highly Ionized Quiescent Cesium Plasma in Steady State, *Proc. I.R.E.*, **49**, pp. 1926-1936, December 1961.

[15] Kino G.S. — Thermal Generation of a Fully Ionized Plasma, *LMSD Fifth Annual Symposium*, December 16-17, 1960, Stanford University Press.

[16] Rynn N. and d'Angelo N. — Device for Generating a Low Temperature Highly Ionized Cesium Plasma, *Rev. Sci. Instr.*, **31**, pp. 1326-1333, December 1960.

[17] Dunn D.A. and Self S.A. — Static Theory of Density and Potential Distribution in a Beam-Generated Plasma, *JAP*, **35**, pp. 113-122, January 1964.

[18] Swan C.B. — Generation of Microwave Harmonics in Electrodeless Discharges at low Pressure, *Proc. I.R.E.*, **49**, pp. 1941-1942, December 1961.

[19] Kino G.S. and Krenz J. — Parametric Oscillation and Harmonic Generation in a Plasma Discharge, *App. Phys. Letters*, **3**, August 1963.

[20] Boyd G.D., Gould R.W. and Field L.M. — Interaction of a Modulated Electron Beam with a Plasma, *Proc. I.R.E.*, **49**, pp. 1906-1916, December 1961.

[21] Allen M.A. and Kino G.S. — Interaction of an Electron Beam with a Fully Ionized Plasma, *Phys. Rev. Letters*, **6**, pp. 163-165, 1961.

[22] Bogdanov E.V., Kislov V.J. and Tchernov Z.S. — Interaction Between an Electron Stream and a Plasma, *Proc. Symposium on Millimeter Waves*, Polytechnic Institute of Brooklyn, New York, **9**, pp. 57-71, April 1959.

[23] Allen M.-A. and Biechler C.S.— Beam-Plasma Amplifier Experiments at 20 kW. Chorney P. and Fitzgerald D.J., Beam-Plasma Amplification and 11 Gc. Gould R.W. and Allen M.A., Large Signal Theory of Beam-Plasma Amplifiers, *Proc. 5th International Conference on Microwave Tubes*, Paris, 1964.

[24] Allen M.A., Biechler C.S. and Chorney P. — Coupling to Beam-Plasma Systems, *Proc. 5th International Conference on Microwave Tubes*, Paris, 1964.

[25] Stover H.L. and Kino G.S. — A Field Theory for Propagation Along a Nonuniform Plasma System, *Proc. 5th International Conference on Microwave Tubes*, Paris, 1964.

[26] Biechler C.S. and Chorney P., Maddix H.S. and Madore R.J. — Generation of Plasmas for Beam-Plasma Amplifiers, *Proc. 5th International Conference on Microwave Tubes*, Paris, 1964.

[27] Allison J. and Kino G.S. — Direct Radiation from Plasma Oscillations, *Proc. 5th International Conference on Microwave Tubes*, Paris, 1964.

[28] Pierce J.R. — Note on Stability of Electron Flow in the Presence of Positive Ions, *JAP*, **21**, p. 1063, October 1950.

[29] Pierce J.R. and Hebenstreit W.B. — A new Type of High-Frequency Amplifier, *Bell System Technical Journal*, **28**, pp. 33-51, January 1949.

[30] Haeff, A.V. — Space Charge Wave Amplification Effects, *Phys. Rev.*, **74**, pp. 1532-1533, November 1948.

[31] Buneman O. — Instability Turbulence and Conductivity in Current Carrying Plasma, *Phys. Rev. Letters*, **1**, pp. 8-9, July 1958.

[32] Lockwood G.E.K. — *Canadian J. Phys.*, **41**, p. 190, 1963.

[33] Landauer G. — Generation of Harmonics of the Electron Gyrofrequency in a Penning Discharge, *J. Nuclear Energy*, Pt. *C*, **4**, pp. 395-400, 1962.

[34] Bekefi G. and Hooper E.B. — *Appl. Phys. Letters*, **4**, p. 135, 1964.

[35] Gruber S., McBee W.D. and Shepperd L.T. — Observations of Spatially Growing Waves at the Cyclotron Harmonics in an Electron-Beam-Generated He Plasma, *Appl. Phys. Letters*, **4**, pp. 137-138, April 1964.

[36] Crawford F.W., Kino G.S. and Weiss H.H. — Excitation of Cyclotron Harmonic Resonances in a Mercury-Vapor Discharge, *Phys. Rev. Letters*, **13**, pp. 229-232, August 17, 1964.

[37] Bernstein I.B. — Waves in a Plasma in a Magnetic Field, *Phys. Rev.*, **109**, pp. 10-21, January 1958.

[38] Malmfors K. — Unstable Oscillations in an Electron Gas, *Arkiv für Fysik*, **1**, pp. 569-578, January 1950.

5e Congrès International des Tubes pour Hyperfréquences

LA PHYSIQUE DU SOLIDE ET LES HYPERFRÉQUENCES (*)

PAR

W. KLEEN et W. HEYWANG

Siemens et Halske, Munich (Allemagne)

1. Introduction

Au cours des vingt dernières années, la physique du solide a trouvé des applications de plus en plus nombreuses dans les domaines de l'information et des hyperfréquences. Dans ces domaines, un rôle essentiel est donné aux quatre types de matériaux suivants :

— les matériaux semiconducteurs destinés aux diodes et aux dispositifs amplificateurs,

— les ferrites destinés aux dispositifs à mémoire et aux dispositifs de commutation unidirectionnels,

— les couches minces ferromagnétiques et supraconductrices, destinées également aux dispositifs à mémoire,

— les matériaux monocristallins isolants pouvant servir d'élément actif ou modulateur dans le domaine des masers et des lasers.

2. Les transistors à injection de porteurs

Sans aucun doute, les semiconducteurs sont les plus importants parmi ces matériaux. Il est donc compréhensible qu'ils soient placés au premier plan dans le présent exposé. Les transistors sont devenus les concurrents les plus redoutables des tubes électroniques, depuis qu'ils ont été inventés, il y a seize ans, par SHOCKLEY, BARDEEN et BRATTAIN. Cette concurrence fut d'abord limitée aux basses fréquences mais, depuis quelques années, elle s'étend également au domaine des hyperfréquences. La figure 1 est une courbe indiquant la limite de fréquence approximativement atteinte au cours des années passées. Cette courbe fait apparaître la progression continue de cette limite, mais elle montre aussi que le progrès est devenu plus lent dans les dernières années. De toute évidence, la courbe tend vers une asymptote. On peut se demander si cette dernière est fixée par des conditions technologiques ou par des conditions physiques. Il sera plus facile de répondre à cette question après un examen de la figure 2, qui représente le schéma d'un

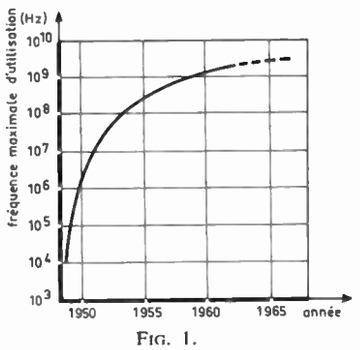


FIG. 1.

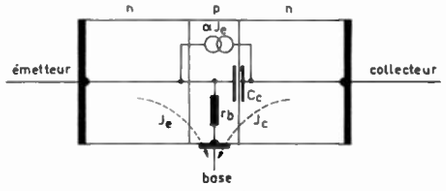


FIG. 2.

transistor *npn* de type classique auquel on a adjoint les paramètres pouvant servir à déterminer la limite de fréquence. Le courant électronique passe de l'émetteur à la base en traversant une jonction *pn* polarisée dans le sens direct sans rencontrer de résistance notable. Néanmoins, on ne peut pas négliger la résistance de contact r_b entre l'électrode de base et le semiconducteur. La jonction *pn* du collecteur est polarisée en inverse ; elle apparaît sur le schéma avec sa capacité C_c. Le temps de transit τ du signal entre l'émetteur et le collecteur a une valeur finie, principalement déterminée par le temps de transit des porteurs de charge dans la région de base ; par suite, le coefficient d'amplification en courant, ou

(*) Conférence prononcée le 14 septembre 1964 à la séance inaugurale.

gain en courant, a une valeur complexe qui dépend de la fréquence. L'équation relative au gain est la même que celle des phénomènes de relaxation :

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1+j\omega\tau} \qquad (1)$$

égalité dans laquelle α_0 est le gain en courant aux basses fréquences. On peut en tirer les équations du quadripôle équivalent de la figure 2.

Le gain en puissance diminue lorsque la fréquence s'élève. Par convention, le facteur de qualité relatif à la fréquence est donné par la fréquence à laquelle le gain en puissance est égal à 1. Cette fréquence est donnée par la relation :

$$f_g = \frac{1}{4\pi}\sqrt{\frac{\alpha_0}{\tau r_b C_c}} \qquad (2)$$

τ et r_b dépendent des propriétés du matériau, et sont inversement proportionnels à la mobilité des porteurs, la valeur de τ étant liée aux porteurs monoritaires, tandis que la valeur de r_b est liée aux porteurs majoritaires. La relation devient :

$$f_g \sim \sqrt{\mu_n \mu_p} \qquad (3)$$

μ_n et μ_p sont respectivement la mobilité des électrons et celle des trous. Pour le germanium, la valeur de f_g est environ trois fois plus grande que pour le silicium. Ceci explique l'avantage du germanium pour les transistors aux très hautes fréquences. Parmi les composés binaires semiconducteurs, l'arséniure de gallium est le matériau le plus favorable en ce qui concerne la mobilité des porteurs ; toutefois, il n'est pas sensiblement supérieur au germanium.

On peut également agir sur la limite de fréquence donnée par l'équation (2) en faisant varier les dimensions. Mais on est limité dans cette voie par le fait que, si on diminue C_c en réduisant la surface du collecteur, il en résulte une diminution de puissance. Par suite, la limite de fréquence décroît lorsque la puissance augmente. Ceci est illustré par la figure 3

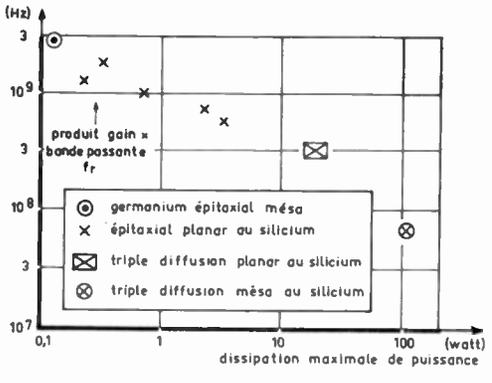


FIG. 3.

sur laquelle sont indiquées, pour diverses valeurs des pertes en charge maximales, les valeurs les plus élevées de la fréquence de fonctionnement des meilleurs transistors pour hyperfréquences de divers types qui se trouvent actuellement sur le marché. On peut voir que le transistor mésa en germanium donne la meilleure limite de fréquence et présente un produit gain × largeur de bande très élevé; en laboratoire, ce transistor a pu atteindre des fréquences de 7 GHz. Pour des puissances plus élevées, on utilise des transistors en silicium dont la limite de fréquence est plus basse. Pour une dimension donnée du collecteur, la résistance de base ne peut être diminuée que par un élargissement de la région de base ; il en résulte une augmentation du temps de transit τ, et ceci est alors défavorable. Mais le temps de transit ne dépend pas seulement de la distance entre l'émetteur et la base, mais aussi du parcours effectivement suivi par les électrons. On peut éviter les détours en donnant une forme appropriée aux électrodes ; en outre, il faut tenir compte de l'effet pelliculaire. Pour cela, il est avantageux que le bord de l'émetteur soit aussi long que possible ainsi que le montre, par exemple, la disposition, représentée à la figure 4, d'un transistor

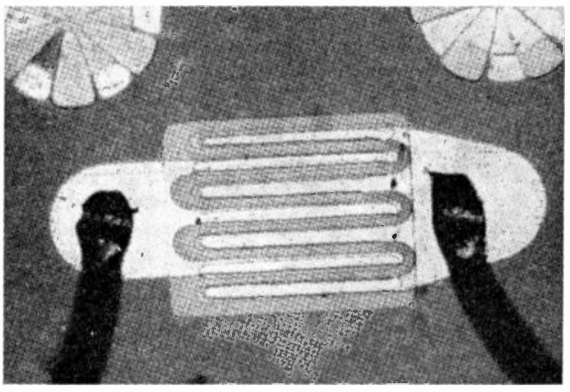


FIG. 4.

au silicium pour haute fréquence dont l'émetteur est en forme de peigne. Il faut encore mentionner qu'un procédé avantageux pour augmenter la limite de fréquence consiste à réduire le temps de transit dans la région de base par l'effet d'un champ additionnel résultant d'un gradient approprié du dopage.

En dehors de la puissance et de la limite de fréquence, le facteur de bruit est une troisième grandeur importante dans l'utilisation des transistors aux hyperfréquences. La valeur optimale de la température de bruit est environ de 300 °K à 100 MHz et 800 °K à 1 GHz. Au premier abord, le spécialiste pense que, en ce qui concerne le bruit, le transistor peut aujourd'hui concurrencer n'importe quel type de tube. En second lieu, une tentative pour réduire le bruit serait peu profitable par le fait que la température de bruit des antennes, dans ce domaine de fréquences, est couramment de l'ordre de 300 °K. Les explications précédentes indiquent que, pour un transistor normal à injection de porteurs, il existe, par principe, une limite de la fréquence qui ne sera pas beaucoup dépassée dans l'avenir.

3. Les diodes à résistance négative

En jetant un regard dans le passé, on peut dire que les tendances du développement des tubes électroniques et des dispositifs semiconducteurs ont été apparentées. On a atteint une limite supérieure de la fréquence avec les amplificateurs à trois électrodes, et, avec plus ou moins de succès, on a essayé de dépasser cette limite en réalisant des dipôles actifs ayant une caractéristique à résistance négative. Le dynatron, le magnétron, le tube à champ de freinage en sont des exemples dans le domaine des tubes. La diode tunnel et le varactor sont des exemples correspondants dans le domaine des semiconducteurs.

a) *La diode tunnel* a été inventée en 1958 par ESAKI qui en a expliqué le fonctionnement. Une description peut en être donnée au moyen de la figure 5. Des électrons peuvent traverser, par effet tunnel, la bande interdite d'une jonction *pn* très étroite (de 100 Å ou moins). Lorsque le semiconducteur est dégénéré (à très forte concentration d'impuretés), un fort courant peut apparaître qui, selon la polarité, est un courant Zener ou un courant Esaki. Le courant

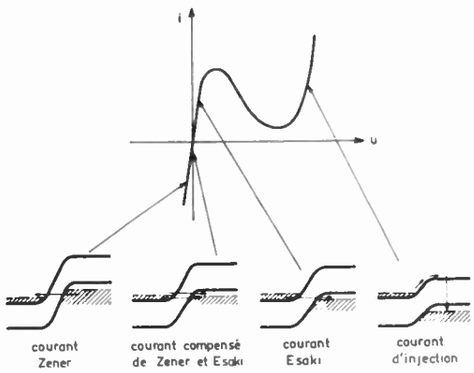
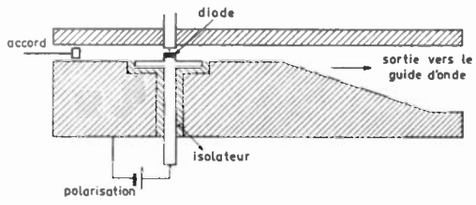


FIG. 5.

Esaki (fig. 5), circulant dans le sens direct, est interrompu lorsque la tension croît, dès que le bord inférieur de la bande de conduction de la région *n* atteint le niveau du bord supérieur de la bande de valence de la région *p*. Il en résulte donc une caractéristique décroissante dans un intervalle de tension déterminé. Le passage des porteurs de charge dans la région tunnel s'effectue en un temps extrêmement court. Ainsi, la limite de fréquence de la diode tunnel n'est pas déterminée, comme dans le cas du transistor, par le temps de transit, mais par la self et la résistance résiduelles inévitables du semiconducteur. La figure 6 donne le schéma d'un oscillateur construit par BURRUS (Bell Telephone Laboratories). Le tableau joint, relatif à la fréquence et à la puissance, montre qu'une fréquence d'oscillation voisine de 100 GHz a pu être atteinte. Avec les diodes à effet tunnel, on peut facilement réaliser des amplificateurs ayant une température de bruit comprise entre 500 °K et 1 000 °K. A l'heure actuelle, la diode tunnel trouve des applications particulièrement importantes dans le domaine des calculatrices numériques. En ceci, on



ν	30	50	90 GHz
λ	1	0,6	0,33 cm
P	100	25	2 μW

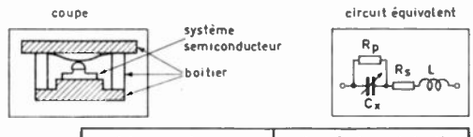
GaAs, dopé – n, Se, ≈ $5 \cdot 10^{19}/cm^3$

FIG. 6.

utilise largement l'existence de deux états stables résultant des branches positives de la caractéristique. Par rapport aux autres dispositifs bistables, la diode tunnel présente l'avantage d'assurer une très grande vitesse de commutation, de l'ordre de la nanoseconde. On se sert de la diode tunnel chaque fois qu'il est nécessaire d'effectuer des calculs plus rapidement que par les moyens électroniques classiques, par exemple à des fins militaires ou pour la poursuite des satellites.

b) *Le varactor* est une diode polarisée en inverse ayant une capacité variable en fonction de la tension. Elle est employée dans les amplificateurs paramétriques qui, selon leur schéma équivalent, sont des bipôles à résistance dynamique négative.

Comme dans le cas de la diode tunnel, la limite de fréquence d'un varactor est fixée par la résonance série de l'inductance et de la capacité de la diode, boîtier compris. Cette fréquence de résonance série f_{LC} est actuellement comprise entre 10 et 20 GHz dans les meilleures conditions. Par ailleurs, on se sert souvent d'un critère dénommé fréquence de coupure *RC* (f_{RC},) déterminé par le produit de la résistance et de la capacité du varactor. Des valeurs typiques de cette dernière fréquence de coupure sont données pour différents semiconducteurs au tableau de la figure 7. L'intérêt principal du varactor réside dans son très faible niveau de bruit. Au cours du fonctionnement, le courant inverse de la diode est négligeable, de sorte que le courant capacitif est prédominant. L'effet de grenaille, source de bruit dans les tubes électroniques et les transistors, est supprimé ; il ne subsiste en pratique que le bruit



	fréquence de coupure $f_c \approx \frac{1}{40\pi}\frac{\sigma}{\varepsilon\varepsilon_0} \sim \mu\Delta E^2$			température de bruit f_{signal} 5 Gc/s, f_{Idler} 25 Gc/s		
matière	$\mu / \frac{cm^2}{Vs}$	ΔE / eV	$f_c / \frac{Gc}{s}$	TN at T_0=300°K	T_0=77°K	T_0=20°K
In Sb	$6{,}2 \cdot 10^5$	0,24 (77°K)	3 000	–	15 °K	4° K
In As	$3 \cdot 10^4$	0,36	330	70° K	17 °K	–
Ge	$3{,}8 \cdot 10^3$	0,67	150	100° K	–	–
Si	$1{,}5 \cdot 10^3$	1,10	150	100° K	–	–
Ga As	$8 \cdot 10^3$	1,35	1200	60° K	15° K	–

FIG. 7.

d'origine thermique dans la résistance. Ce bruit est faible lorsqu'on utilise des semiconducteurs à grande mobilité des porteurs. Avec l'arséniure de gallium, refroidi par de l'azote liquide, on atteint une température de bruit de 15 °K environ. Un tel niveau de bruit ne présente un intérêt que lorsqu'une antenne est dirigée vers le ciel, par exemple dans le cas de communication par satellite, et lorsque le circulateur qui est très souvent nécessaire ne délivre pas lui-même un niveau de bruit trop élevé. Actuellement, on cherche à abaisser le niveau de bruit du circulateur par l'emploi de matériaux appropriés tels que des ferrites, aussi bien que par le refroidissement. On peut admettre que, dans un proche avenir, des amplificateurs paramétriques à varactors pourront concurrencer les masers dans les domaines de la communication par satellites et du radar. L'emploi d'amplificateurs paramétriques refroidis de ce type, ayant un très faible niveau de bruit, ne se justifie pas pour les télécommunications, par exemple en ondes micrométriques dirigées, car la température de bruit des antennes est de l'ordre de 300 °K. Cependant, pour ces utilisations, on peut avantageusement employer des amplificateurs paramétriques ordinaires avec diodes non refroidies, exhibant des températures de bruit de l'ordre de 100 °K (voir tableau de la figure 7).

Au cours des dernières années, l'utilisation des varactors est devenue très importante pour constituer des composants réactifs pour la multiplication de fréquence. On obtient ainsi des multiplicateurs de fréquence ayant un rendement nettement plus élevé que les multiplicateurs de fréquence à résistance variable en fonction de la tension. Des rendements atteignant 80 % peuvent être obtenus avec des doubleurs de fréquence utilisant un type spécial de varactors (par exemple des « snap-back diodes »). Des multiplicateurs de fréquence munis de varactors remplacent progressivement les klystrons-oscillateurs utilisés très souvent comme oscillateurs locaux, par exemple dans la technique des ondes ultra-courtes dirigées. On peut également fonder des espoirs sur l'utilisation des varactors dans des multiplicateurs de fréquence de puissance plus élevée. Il existe déjà des varactors en silicium qui fournissent une puissance de sortie d'environ 2 W dans des quadrupleurs de fréquence alimentés par une puissance de 5 W à 500 MHz. Dans l'avenir, des multiplicateurs de fréquence à varactors prendront de l'importance dans la construction d'émetteurs de petite puissance et faible largeur de bande ; la modulation de ces émetteurs est également possible. Par ailleurs, on envisage de réunir la région base-émetteur d'un transistor avec un varactor se présentant sous la forme d'une jonction base-collecteur formée à la sortie du dispositif. Pour une puissance d'entrée plus grande, la fréquence multipliée sera prélevée au collecteur, à partir duquel le signal, modulé ou non, ira vers l'émetteur.

Les dipôles actifs constituant des amplificateurs exigent normalement l'emploi d'un circulateur pour séparer l'entrée de la sortie, c'est-à-dire pour transformer le dipôle en un quadripôle.

Nous en arrivons ainsi à certains dispositifs d'amplification à semiconducteur assimilables à des quadripôles, dont le développement n'est pas encore terminé à l'heure actuelle, ou qui en sont encore au stade de la recherche.

4. Les transistors à effet de champ

Un travail intensif est actuellement en cours dans le domaine du transistor à effet de champ ou transistor unipolaire. Celui-ci est, dans sa conception, plus ancien que le transistor à injection de porteurs. Mais, pendant près de vingt ans, il n'a pas été possible de construire des transistors à effet de champ qui soient techniquement utilisables. Ceci est dû à la très grande sensibilité de leur surface, notamment aux courants de cheminement. Depuis peu d'années, la protection superficielle par une couche d'oxyde, utilisée par exemple pour la fabrication des dispositifs du type « planar » a permis de reprendre le développement des transistors à effet de champ. La figure 8 représente schématiquement la courbe de différents types de transistors à effet de champ. En haut et à gauche, se trouve le transistor unipolaire proposé par SHOCKLEY, dans lequel la circulation du courant entre une électrode de source et une électrode de drain est perturbée par un potentiel appliqué à une électrode de commande. En haut et à droite, se trouve la coupe d'un transistor à effet de champ également dénommé triode à couche d'oxyde, ayant aujourd'hui un intérêt technique particulièrement grand. Il comprend un canal adjacent à la surface du semiconducteur entre le drain et la source, ladite surface étant protégée par une couche d'oxyde de silicium qui supporte l'électrode de commande. Dans le présent exemple, le support est en silicium de type p ; la source et le drain sont des régions de type n formées par diffusion ; le canal est également de type n ; l'électrode de drain est portée à un potentiel positif par rapport à l'électrode de source. A chaque instant, la largeur du canal est influencée capacitivement par un potentiel appliqué à l'électrode de commande. De cette façon la limite de fréquence est principalement donnée par le produit RC du circuit d'entrée dont le schéma équivalent est représenté en bas et à gauche de la figure 8. Un raisonnement géométrique simple permet de dire que la fréquence de coupure est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_g = \frac{\mu U_p}{l^2} < \frac{\mu E_d}{l} \qquad (4)$$

dans laquelle U_p est une tension dite de pincement (pinch-off), c'est-à-dire la tension pour laquelle le canal est juste débloqué, de sorte qu'une variation de tension entre la source et le drain n'entraîne plus aucune variation de courant ; μ est la mobilité des porteurs de charge ; l est la longueur du canal.

Mais la tension U_p ne peut pas être aussi élevée qu'on le désire ; elle est limitée par la tension de rupture, c'est-à-dire que le champ U_p/l ne peut pas dépasser une valeur maximale E_d comprise entre 10^4 et 10^5 V/cm. Pour des raisons technologiques, la longueur l ne peut pas être inférieure à 10 μ. En

prenant ces valeurs, on trouve une limite de fréquence de l'ordre de 10 GHz pour le germanium et le silicium. On serait déjà arrivé à atteindre quelques GHz. Parmi les composés des groupes III-V, seul l'arséniure de gallium offre un produit $\mu_n \cdot E_d$ de valeur supérieure, environ quatre fois plus grande. Mais, de sérieuses difficultés techniques se rencontrant en général dans la technologie des composés semiconducteurs font que, dans le cas le plus favorable, la limite de fréquence est du même ordre de grandeur que celle des transistors à injection de porteurs.

A ce point, il faut citer rapidement les transistors à couche mince (fig. 8, en bas et à gauche). Ces dispositifs sont constitués par des supports isolants sur lesquels sont appliquées par évaporation des couches minces en matériau semiconducteur polycristallin.

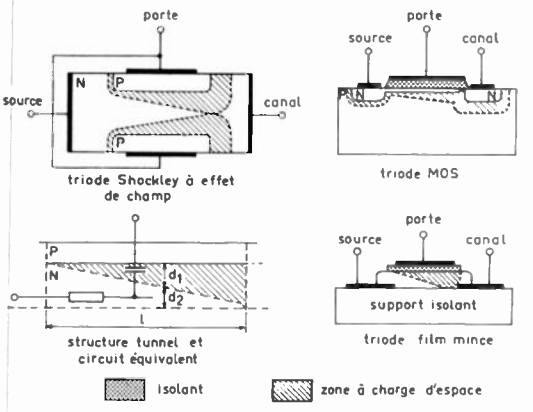


FIG. 8.

Contrairement aux transistors à injection de porteurs, les transistors commandés par le champ de ce type permettent l'utilisation d'un matériau polycristallin, car il n'y circule que des porteurs d'un seul type de conduction et les frontières cristallines sont moins gênantes. De préférence, les transistors à couche mince utilisent des couches déposées par évaporation de matériaux semiconducteurs à large bande interdite, par exemple le sulfure de cadmium ou le séléniure de cadmium. Le fait qu'il ne circule que des porteurs d'un seul type de conduction entraîne l'apparition d'une charge d'espace qui limite le courant, d'une façon analogue à ce qui se passe pour les tubes électroniques. Dans les semiconducteurs polycristallins à large bande interdite, les porteurs de charge ont une faible mobilité. Toutefois, la largeur de la bande interdite permet l'application de champs électriques relativement élevés, de sorte qu'il paraît possible de construire des diodes de ce type ayant une limite de fréquence de l'ordre du GHz. Mais, pour atteindre cette limite, il faut supposer que les porteurs de charge ne restent pas bloqués, et il est très difficile de fabriquer des semiconducteurs à large bande interdite exempts de pièges. On ne peut pas, comme dans les tubes électroniques, introduire une grille dans l'espace de décharge. L'électrode de commande plane reliée capacitivement (fig. 8, en bas et à droite) ne possède qu'un faible pouvoir de commande. Dans ces conditions, les dispositifs semiconducteurs à courant limité par la charge d'espace ne présenteront, même dans l'avenir, aucun intérêt aux fréquences élevées.

5. Les dispositifs à contact métal-semiconducteur.

Les dispositifs semiconducteurs dans lesquels les jonctions *pn* sont remplacées par des surfaces de contact métal-semiconducteur donnent l'espoir d'atteindre des limites plus élevées de fréquence. Le comportement de telles surfaces de contact a déjà été mis en lumière par les travaux fondamentaux de SCHOTTKY, entre les années 1930 et 1940. Considérons d'abord une diode à surface de contact métal-semiconducteur connue aujourd'hui sous le nom de diode SCHOTTKY. Comme on peut le voir sur la figure 9, il se produit une barrière de potentiel dans la couche de contact. Avec une polarisation convenable, les électrons peuvent passer

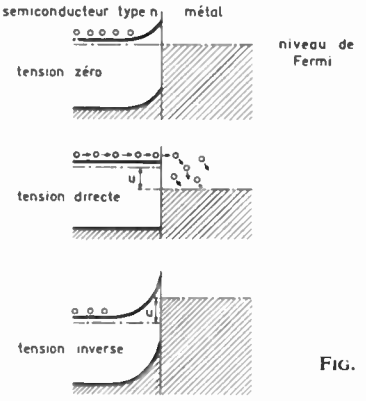


FIG. 9.

facilement du semiconducteur dans le métal, mais non pas sortir du métal et entrer dans le semiconducteur. Les électrons ne sont « pas très chauds » dans le semiconducteur mais, par leur injection dans le métal, ils acquièrent une énergie qui est supérieure à l'énergie thermique des électrons de conduction dans le métal (fig. 9, milieu). Ce sont alors des électrons « chauds ». Mais, en atteignant le réseau cristallin, ils perdent leur excès d'énergie en un temps extrêmement court : environ 10^{-13} seconde. Dans le métal, il ne se forme donc pas de nuage de porteurs de charge injectés ayant une durée de vie notable. Comme on le sait, une telle accumulation de charges limite à la valeur minimale de 10^{-9} le temps de commutation d'une diode à jonction *pn*. Par suite de la non-accumulation des charges, une diode SCHOTTKY peut fonctionner à des fréquences supérieures à 10 GHz. Il faut noter que des types connus de diodes à pointe pour hautes fréquences fonctionnent sur le principe des diodes de SCHOTTKY. On peut prévoir que ces diodes à pointe seront prochainement remplacées par des diodes SCHOTTKY mécaniquement plus stables.

Il est possible d'utiliser des surfaces de contact métal-semiconducteur dans des dispositifs amplificateurs à 4 bornes. Ces dispositifs pourront être dénommés transistors à base métallique. Leur point commun est de posséder en sortie une diode SCHOTTKY polarisée en inverse. Les différents types de transistors à base métallique se distinguent par la forme de leur entrée. Sur la figure 10, à gauche, la région émetteur-base est formée d'une diode SCHOTTKY polarisée en

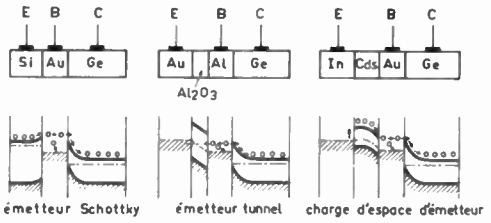


FIG. 10.

direct. Ce type de transistor à base métallique ne se distingue des transistors usuels à injection de porteurs que par le fait que sa base est constituée par une couche métallique mince dont l'épaisseur ne doit pas dépasser 100 Å. De cette façon, la plus grande partie des électrons injectés comme électrons chauds peut traverser la couche métallique et pénétrer dans la région du collecteur. En principe, on peut également appliquer l'équation (2) qui a été donnée pour le calcul de la limite de fréquence des transistors classiques. Le temps de transit est très court par suite de la faible épaisseur de la base ; la résistance de base est faible car la base est en métal. Il faut en outre tenir compte de la capacité de l'émetteur dans le calcul du temps de transit du signal. Pour réduire le temps de charge de cette capacité, deux autres formes de transistors à base métallique ont été proposées. Elles comprennent un isolant ou un semiconducteur à large bande interdite entre deux couches métalliques, ceci remplaçant la diode SCHOTTKY de l'entrée. Il se produit soit un effet tunnel (fig. 10, milieu), soit un courant limité par la charge d'espace injectant des électrons chauds dans la couche métallique (fig. 10, à droite). On ne sait pas encore très bien laquelle de ces formes d'émission entraîne la limite de fréquence la plus élevée.

En tout cas, un raisonnement théorique permet de dire que, par rapport au transistor à injection de porteurs, on peut atteindre une limite de fréquence dix fois plus élevée, par exemple 100 GHz, en raison du temps de transit τ très court et de la faible résistance de base. Toutefois, ceci n'est encore qu'une notion théorique, et plusieurs années de recherche expérimentale intensive sont, assurément, encore nécessaires. Parmi tous les dispositifs amplificateurs à semiconducteur, le transistor à base métallique paraît avoir les meilleures chances de dépasser la limite de fréquence actuelle du transistor à injection de porteurs ou à effet de champ.

6. Les amplificateurs à onde progressive à semiconducteur

L'invention des tubes à onde progressive a marqué un point important de l'histoire du développement des tubes électroniques. L'utilisation d'une interaction dans le vide entre une onde progressive et un courant électronique a permis d'obtenir des gains en puissance nettement plus élevés, notamment dans les applications aux télécommunications. Il est compréhensible qu'on se soit efforcé de rechercher des phénomènes analogues pouvant se produire dans les semiconducteurs. On s'est basé sur le synchronisme, c'est-à-dire sur la proche égalité, en grandeur et en direction, de la vitesse des porteurs de charge et de la vitesse de phase des ondes. Il a fallu tenir compte de ce que la constante diélectrique d'un semiconducteur est de l'ordre de 10^{10} cm/s. Cette valeur est supérieure de plusieurs ordres de grandeur à la vitesse maximale des porteurs de charge, également à environ 10^7 cm/s, vitesse des électrons chauds. Deux méthodes permettant d'obtenir le synchronisme seront exposées ci-après.

Selon la première méthode, l'énergie du signal à l'entrée d'un cristal semiconducteur est transformée en une onde sonore au moyen d'un transducteur électromécanique. L'onde sonore se propage avec une vitesse de phase d'environ 10^6 cm/s, valeur à laquelle on peut stabiliser la mobilité des électrons au moyen d'un champ électrique. Une onde sonore peut être couplée à une onde électrique par l'utilisation d'un semiconducteur piézoélectrique tel que le sulfure de cadmium. Les électrons sont freinés dans le champ électrique progressif de cette onde, de la même façon que dans un tube à onde progressive. Les électrons abandonnent une énergie cinétique qui amplifie le champ électrique de l'onde. L'amplitude de l'onde élastique augmente en même temps que le champ électrique, et une onde élastique amplifiée apparaît à la sortie. Ensuite, un second transducteur reconvertit l'énergie mécanique de l'onde élastique en une énergie électromagnétique. La figure 11 représente schématiquement un amplificateur

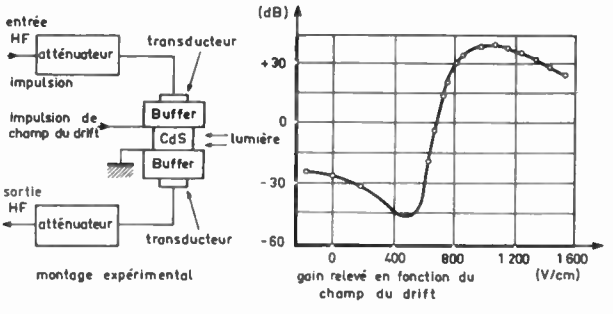
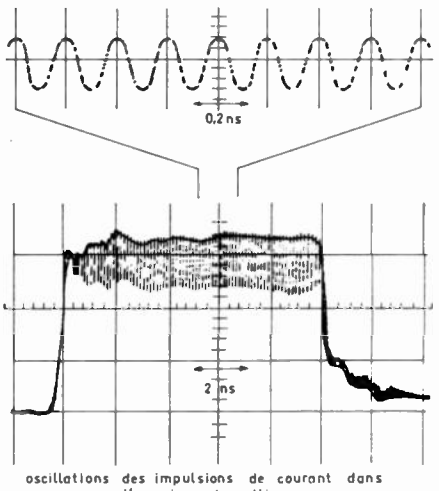


FIG. 11.

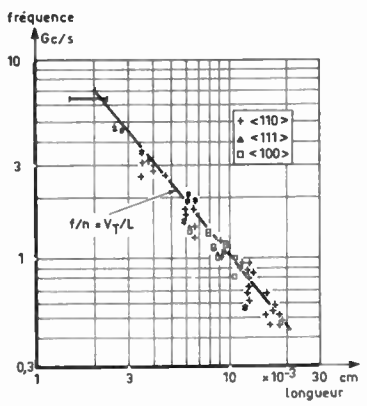
électroacoustique à semiconducteur, ainsi qu'une courbe de l'amplification en fonction du champ. La forme de cette courbe est très semblable à ce qu'il est habituel de relever sur des tubes à onde progressive. Une interaction se produit lorsque la vitesse du son et celle des porteurs sont sensiblement voisines. Il en résulte une amplification lorsque la mobilité des électrons est un peu plus grande que la vitesse de phase des ondes sonores. L'amplification dans un semiconducteur peut atteindre des valeurs très élevées, par exemple 50 dB/cm. L'exploitation technique de ce phénomène est contrariée actuellement par le fait qu'on n'a pas encore réussi à construire des transducteurs ayant une bonne adaptation sur une large bande de fréquence. Par ailleurs, dans les transducteurs actuels, la totalité du gain fourni par interaction est perdue dans le semiconducteur. On cherche à construire de meilleurs transducteurs, par exemple en formant des jonctions *pn* dans des matériaux

semiconducteurs piézoélectriques. La courbe de la figure 11 se rapporte à une fréquence relativement basse de 50 MHz. Mais, on est déjà arrivé, à l'aide de ces cristaux, à produire des ondes élastiques sur des fréquences comprises entre 500 et 700 MHz.

On peut citer les travaux de J.B. GUNN sur le procédé d'amplification décrit ci-dessus. Depuis peu, il a découvert que des oscillations dont la fréquence est comprise entre 0,5 et 5 GHz peuvent être produites dans des semiconducteurs piézoélectriques homogènes tels que l'arséniure de gallium et l'antimoniure d'indium, par des champs impulsionnels de l'ordre de 10^3 V/cm. La figure 12 montre l'image des oscillations apparaissant à l'établissement des impulsions de tension continue. L'image en haut et à gauche se distingue de celle du bas par un temps d'établissement plus long. Les fréquences d'excitation se présentent comme la multiplication par des nombres entiers d'une fréquence fondamentale, déterminée par le temps de transit des porteurs de charge dans le semiconducteur. Sur la figure 12, à droite, on peut voir le rapport entre la fréquence fondamentale et la longueur des éprouvettes.



oscillations des impulsions de courant dans l'arseniure de gallium



relation entre la fréquence d'oscillation et la longueur de l'échantillon

FIG. 12.

GUNN conjecture un processus reposant sur l'interaction des porteurs de charge et des phonons. Mais il laisse la voie ouverte à d'autres interprétations. Sans aucun doute, les phonons sont une cause déterminante de la non linéarité de la caractéristique tension/courant dans le domaine de vitesse des électrons chauds. Par le fait que les porteurs de charge et les phonons sont le siège d'une interaction très rapide (10^{-11} s), on comprend que la multiplication de fréquence et le mélange ont pu être observés jusqu'à 100 GHz. On ne sait pas encore si ce mécanisme possède une caractéristique négative qui expliquerait l'excitation des oscillations.

Une autre méthode permettant de ralentir une onde électromagnétique sans le secours des phonons repose sur l'analogie du plasma d'un corps solide avec le plasma d'un gaz. Dans les plasmas de gaz, existent des ondes progressives lentes connues sous le nom d'ondes de WHISTLER et ALFVEN. Ces ont des ondes polarisées circulairement qui se développent le long d'un champ magnétique. AIGRAIN a montré, pour la première fois, l'existence de telles ondes dans un semiconducteur. Une de ces ondes, semblable à une onde, de WHISTLER, dénommée onde hélicoïdale par AIGRAIN se meut essentiellement comme un porteur de charge, et on peut agir sur le retard de cette onde par une modification du dopage. C'est ainsi qu'est donnée l'une des conditions nécessaire à la réalisation d'un amplificateur à onde progressive à semiconducteur, à savoir la possibilité de produire des ondes électromagnétiques lentes et des ondes de charge d'espace lentes. L'avenir dira comment et pourquoi chacune de ces ondes lentes concourt au processus d'amplification. On a déjà débuté de façon sûre dans ce sens (par exemple, recherche de WISMUT sur les semimétaux).

Dans un corps solide, le retard des ondes n'est possible que si les électrons peuvent parcourir sans choc une orbite complète dans le champ magnétique, ce qui peut s'écrire :

$$\omega_c \tau = \frac{eB}{m}\tau = \mu B > 1 \qquad (5)$$

(ω_c est la fréquence cyclotronique, τ est le temps de transit). En général, cette condition n'est remplie qu'à la température de l'hélium liquide. A la température ordinaire, seul l'antimoniure d'indium, avec sa grande mobilité électronique μ, a pu exhiber de telles ondes. Mais, les recherches sur les ondes de plasma dans les corps solides en sont encore à leur début. En principe, pour tous les phénomènes de ce genre, la limite de fréquence est déterminée par le temps de relaxation du diélectrique

$$\omega_{max} = \frac{\sigma}{\varepsilon\varepsilon_0}$$

(σ = conductivité électrique, ε = constante diélectrique). Cette limite est fonction du dopage et peut atteindre le domaine de l'infrarouge. Si cette limite

était accessible, il serait possible d'associer ces amplificateurs aux ondes cohérentes les plus courtes obtenues par les lasers.

7. Les corps solides aux fréquences optiques

La figure 13 représente comparativement les lignes spectrales qui ont pu être produites par les lasers à semiconducteur, par les lasers à pompage optique en corps monocristallins isolants et par les lasers à gaz. Les atomes des corps solides sont étroitement liés ; par suite, les lasers à corps solide n'émettent pas des

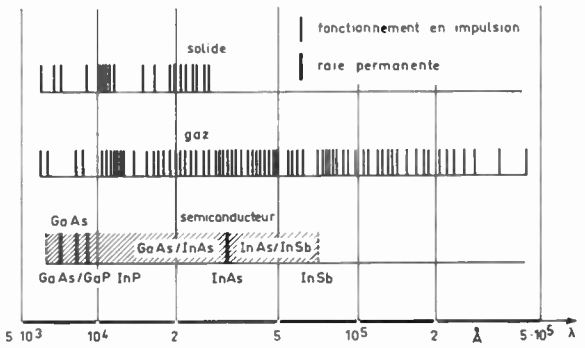


FIG. 13.

raies aussi fines que les lasers à gaz, et la cohérence dans le temps et dans l'espace est moins bonne. Toutefois, il faut noter que, avec des lasers à corps solide (tungstate de calcium dopé par des ions de néodyme trivalent), on est arrivé à produire des spectres d'émission continue dont la qualité approche celle des lasers à gaz (fig. 14).

Néanmoins, il subsiste encore une lacune d'un ordre de dix entre les fréquences accessibles aux tubes et les fréquences accessibles aux lasers. Il est possible de moduler l'émission des lasers par des fréquences de l'ordre du GHz. Avec les lasers à semiconducteurs, on a pu effectuer une modulation en amplitude par variation du courant injecté, mais seulement en fonctionnement impulsionnel à la température normale. Les diodes détectrices à semiconducteur et les lasers à semiconducteur peuvent être utilisées non seulement pour les télécommunications, mais aussi pour le traitement optoélectronique des informations. Dans cette dernière utilisation, leurs petites dimensions procurent des avantages certains. L'émission des lasers à gaz ou à corps solide peut être modulée par l'effet KERR et par l'effet POCKELS. Pour cette fonction, des matériaux tels que le phosphate dihydrogéné de potassium (KDP) et le tantalate et niobate de potassium (KTN) se sont montrés d'un emploi intéressant. Ils sont tous deux utilisables pour la modulation de fréquence dans le domaine du GHz.

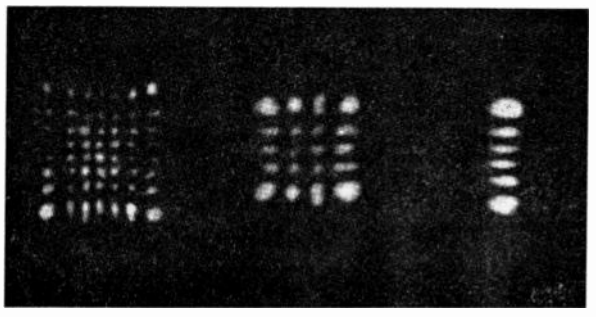


FIG. 14.

On peut aussi obtenir une modulation de large bande à l'aide d'une petite puissance par un procédé de modulation illustré sur figure 15. Ce procédé (modulation par couplage de sortie) se caractérise en ce que le modulateur est incorporé au résonateur du laser.

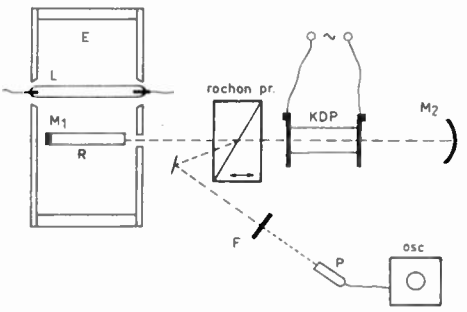


FIG. 15.

En raison du coefficient de surtension très élevé de ce dernier, l'énergie qu'il emmagasine ne peut pas suivre la modulation. Le couplage n'est efficace que pour la composante tournée dans sa direction de polarisation par l'effet électro-optique du cristal de modulation. Le faisceau couplé est entièrement modulé par l'énergie emmagasinée, pratiquement constante dans le temps. Ce faisceau est comparable à celui qui sort du laser sans modulation, et pour lequel il existe une faible proportion d'énergie qui oscille dans le résonateur.

Dans l'état actuel de la technique, ces recherches et leur résultat en sont à leur début, et l'application des faisceaux de laser aux techniques de l'information ne peut être envisagée que dans un avenir lointain.

8. Magnétisme et supraconduction

Dans la technique du calcul analogique aussi bien que dans celle du calcul numérique, on s'efforce d'engendrer des signaux dont la fréquence est de plus en plus élevée, au moyen de dispositifs à corps solide. On cherche notamment à obtenir des temps de plus en plus courts pour le fonctionnement des mémoires. Au cours des dix dernières années, les différents types de dispositifs à mémoire se sont considérablement accrus en nombre. La figure 16 donne une vue d'ensemble (d'après J.A. RAJCHMANN) de l'état actuel et des perspectives d'avenir de plusieurs types de dispositifs à mémoire. Les abscisses indiquent la durée d'un cycle et les ordonnées indiquent la capacité des mémoires pour lesquelles les dispositifs présentent un intérêt.

Le domaine actuel des noyaux en ferrite est indiqué par la surface hachurée. De très petits noyaux en ferrites permettent d'obtenir les durées de cycle les plus faibles, de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes. Dans les dernières années, on s'est particulièrement intéressé au développement des mémoires à couche mince de matériaux magnétiques. On espérait atteindre des durées de cycle de quelques nanosecondes, ce qui serait possible selon la théorie du magnétisme. La rotation cohérente de la magnétisation, qui est un facteur important pour la commutation, s'effectue dans un temps très court, du même ordre. Mais la technique impose une autre limite. Les matrices de mémoires à couche magnétique ont

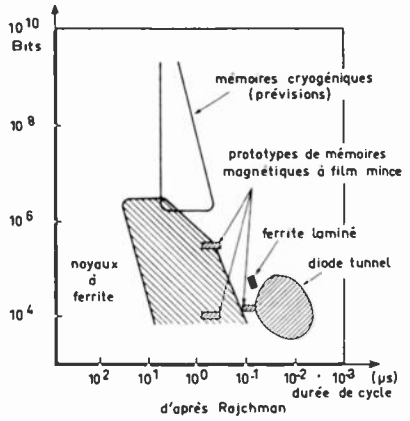


FIG. 16.

des dimensions finies. Des conducteurs sont nécessaires pour permettre l'écriture et la lecture de l'information des calculatrices numériques. Les couches magnétiques donnent une forte charge inductive à ces conducteurs. De ce fait, la vitesse de groupe des signaux ne peut qu'être égale ou peu supérieure au dixième de la vitesse de la lumière. Par suite, les plus courtes durées des cycles pratiquement réalisables au moyen de matrices de mémoires à couche magnétique sont comprises entre 50 et 100 nanosecondes environ, ainsi qu'on peut le voir sur la figure. On arrive à obtenir des durées de cycle du même ordre de grandeur au moyen de « ferrites laminés » comprenant des conducteurs de commande et de lecture inclus dans une couche de ferrite. Comme il a été dit précédemment, la diode tunnel fournit les durées de cycle les plus courtes.

Dans les mémoires à couche supraconductrice, les chiffres binaires 0 et 1 sont respectivement déterminés par l'état de supraconduction et, soit par l'état de conduction normale, soit par le sens d'un courant continu.

La commutation de l'un à l'autre des états d'équilibres s'obtient au moyen d'un courant de commande produisant un champ magnétique dont l'action sur la mémoire supprime la supraconduction. Les mémoires à supraconducteur les plus connues, en forme de kryotron, sont en même temps des amplificateurs de courant malheureusement limités à des fréquences de quelques MHz. Les mémoires à supraconducteur ne laissent que peu d'espoir d'atteindre des durées de cycle inférieures à une microseconde. Toutefois, sur une matrice, on peut réaliser en une seule opération, par évaporation sous vide, des couches de mémoires supraconductrices et des couches de dispositifs de commande supraconducteurs. Ce type de mémoire évite l'emploi de nombreux transistors, et sa consommation en énergie est extrêmement faible. Les matrices de mémoires supraconductrices peuvent être facilement empilées car leur champ de fuite est faible. Malgré leur temps de commutation relativement long, elles offrent les avantages d'un faible volume, d'un faible poids et vraisemblablement d'un prix peu élevé. Sur le plan commercial en particulier, cette technique est prédestinée à la construction de très grands dispositifs à mémoire.

Tout récemment, des recherches ont montré que les supraconducteurs peuvent également être utilisés comme amplificateurs dans le domaine des hyperfréquences. Des couches minces supraconductrices ont une inductance qui, selon la relation :

$$L = \xi_0 + ai^2 + bi^4 + \dots \quad , \qquad (7)$$

dépend du courant. Ce phénomène repose sur une répartition dépendant du courant, relative aux électrons de conduction dans l'état supraconducteur et dans l'état normal de conduction. L'emploi des inductances variables avec le courant pour l'amplification paramétrique est connu depuis quelques années, notamment par les recherches de SUHL. Cependant, les amplificateurs de ce type n'ont pas offert d'intérêt technique jusqu'à maintenant en raison de leur niveau de bruit élevé et de la grande énergie de pompage qu'ils exigent. Le principe de l'amplification paramétrique peut être vérifié facilement par l'équation (7) qui indique une variation quadratique de l'inductance d'un supraconducteur en fonction du courant. On peut construire un amplificateur paramétrique « doublement dégénéré » dans lequel la fréquence de pompage, la fréquence de signal et la fréquence passive sont sensiblement égales. Il suffira donc d'un seul résonateur. A.S. CLORFEIN a construit un tel amplificateur pour 6,06 GHz. Le résonateur avait la forme d'un cube en une substance diélectrique à haute perméabilité, dont une face était recouverte d'une couche mince supraconductrice. Une amplification de 11 dB aurait été mesurée. Il est particulièrement intéressant de noter que la puissance de pompage était extraordinairement faible, seulement égale à 0,2 microwatt soit environ 10 fois moins que pour les amplificateurs paramétriques à capacité variable en fonction de la tension. Ceci s'explique par les pertes extrêmement faibles du supraconducteur. En outre, le même auteur a fait la démonstration expérimentale intéressante que le principe de l'amplification paramétrique à inductance supraconductrice variable en fonction du courant est encore applicable à des fréquences supérieures à 100 GHz. Par ailleurs, il devrait être possible de construire des multiplicateurs de fréquence pour fréquences extrêmement élevées basés sur le même principe. Sans aucun doute, les résultats de cette recherche très récente sont particulièrement intéressants au point de vue de la physique.

Elles ne permettent pas encore de dire s'il est possible de construire des amplificateurs pour hyperfréquences qui soient techniquement utilisables. Mais ces résultats nous paraissent déjà si intéressants que nous estimons qu'il est convenable de les mentionner.

9. Conclusion

Les réalisations décrites ci-dessus donneront une idée de l'importance de la physique du solide dans les techniques de l'information et dans les nombreux domaines où elle est entrée en concurrence avec les tubes électroniques, notamment en ce qui concerne les très hautes fréquences. Le présent exposé a pour but de faire ressortir que le domaine de la physique du solide, englobant les isolants, les supraconducteurs et les semiconducteurs, laisse encore subsister de nombreuses possibilités d'emploi et d'application visant à atteindre des fréquences toujours plus élevées et à perfectionner les techniques du calcul analogique et du calcul numérique.

UNE ÉTUDE RADIOMÉTÉOROLOGIQUE EN MÉDITERRANÉE ORIENTALE (Liaison fonctionnant à 1 760 MHz)

PAR

J. NICOLIS

Ingénieur-Docteur

Chef du laboratoire des recherches radioélectriques, Organisation des Télécommunications helléniques, Athènes, Grèce.

1. Caractéristiques géographiques et radioélectriques de la liaison étudiée

La liaison *expérimentale* qui est à la base de cette étude a fonctionné entre la Crête et la côte du Péloponèse du 20 juillet au 31 décembre 1963.

Cette liaison a été établie dans le cadre d'un programme radiométéorologique proposé il y a deux ans par notre laboratoire. Bien qu'important, ce programme est déjà en plein développement.

L'objet de ces travaux est la connaissance la plus détaillée possible de la nature et de la variabilité des paramètres météorologiques affectant la propagation des ondes radio pour les gammes VHF, UHF et SHF dans toute la région hellénique.

L'émetteur est situé en Crête sur un sommet voisin de Chania (Sklopa, 528 m) et le récepteur dans le Péloponèse sur le sommet Darditsa (721 m), à 40 km à peu près d'Athènes, la liaison est unilatérale.

La situation géographique de la liaison est donnée — parmi les autres déjà étudiées [5, 6, 7] — sur la figure 1.

Sur la figure 2, la coupe du trajet est dessinée en utilisant un rayon fictif de la terre de 4/3 R.

FIG. 1. — Liaisons étudiées au point de vue radiométéorologique (1961-1963).

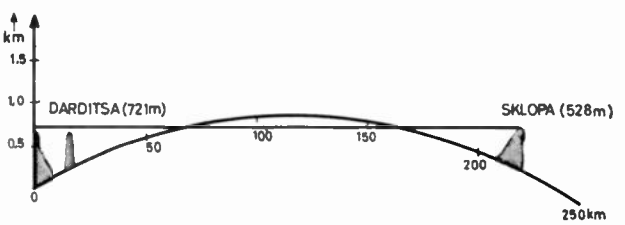


FIG. 2. — Coupe $K = 4/3$ Darditsa-Sklopa.

Le matériel utilisé pour les essais — réalisé et réglé, pour la presque totalité, dans notre laboratoire — était constitué par un émetteur UHF (tube oscillateur 2C43 excité par impulsions créées par un générateur approprié) et un récepteur en alimentation HT et 6,3 V stabilisée, étalonné à la fréquence émise (1 760 MHz) avec une bande passante FI de 8 MHz à demi-puissance.

La puissance crête de sortie de l'émetteur était réglable entre 80 et 40 W, le seuil du récepteur était de -95 dB/m.

Les aériens utilisés pour l'émission et la réception étaient des paraboles de 1,80 m de diamètre donnant un gain de 28 dB par rapport à une antenne isotrope. La mesure des pertes produites par les « feeders » et les désadaptations en niveau RF sont de 1,5 dB par station. Dans ces conditions et avec une puissance crête émise de 40 W, la puissance recevable en espace libre est à peu près de -45 dB/m, c'est-à-dire que la

marge de réception en-dessous de cette valeur jusqu'au bruit est de 50 dB.

L'enregistrement des niveaux reçus a été effectué avec une dynamique de 60 dB (à partir du niveau −95 dB/m), la vitesse d'enregistrement étant 120 mm/h avec une constante de temps de l'ordre de 0,5 s.

Le dépouillement (distribution des valeurs instantanées) a été effectué d'une façon semi-automatique à l'aide d'un appareil réalisé dans notre laboratoire et basé sur le principe d'un équipement semblable réalisé au C.N.E.T.

Enfin, à la sortie V.C.A. du récepteur (et en dérivation de l'enregistreur) un compteur d'évanouissements avec une constante de temps de l'ordre d'une minute mesurait le nombre des traversées positives par la valeur instantanée de la valeur moyenne correspondante au temps d'intégration.

2. Etude des affaiblissements de propagation

2.1. Distributions des valeurs instantanées du champ reçu a Darditsa

La composition du champ instantané montre une superposition de divers mécanismes de propagation.

La figure 3 donne la variation du champ instantané pour différents pourcentages du temps (1 à 99,99 %).

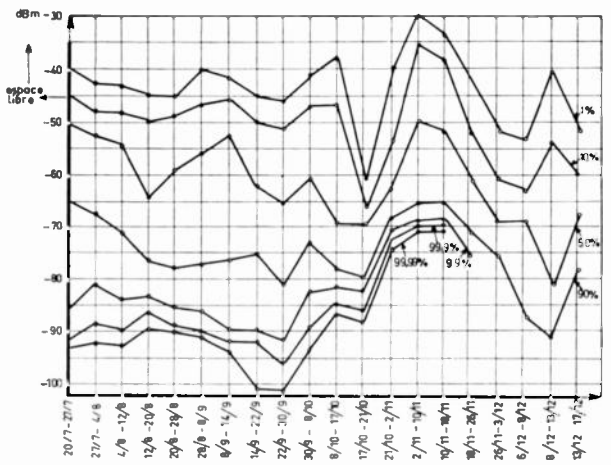


Fig. 3. — Variation du champ instantané reçu pour différents pourcentages du temps (20 juillet - 17 décembre 1963).

Il est intéressant de chercher s'il existe une relation entre l'écart-type des distributions instantanées et la valeur médiane du champ (*). Nous constatons (fig. 4) que l'écart-type présente une tendance à être plus grand pour les affaiblissements les plus faibles.

2.2. Distribution des valeurs moyennes horaires

La figure 5 donne les courbes de distribution des valeurs moyennes horaires pour les cinq mois d'étude. Pour les quatre premiers mois, il semble exister deux

(*) Voir Annexe I.

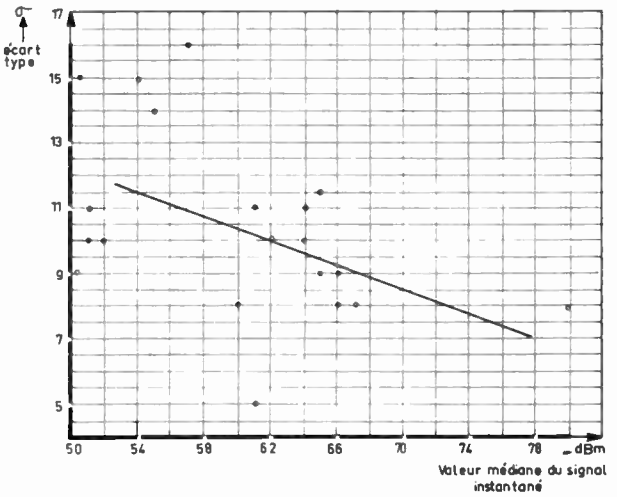


Fig. 4. — Corrélation entre les valeurs médianes instantanées et l'écart-type correspondant (20 juillet - 31 décembre 1963).

distributions différentes avec un point de transition à 35 % à peu près.

Pendant le mois de décembre une baisse très nette a paru et la distribution est plus complexe.

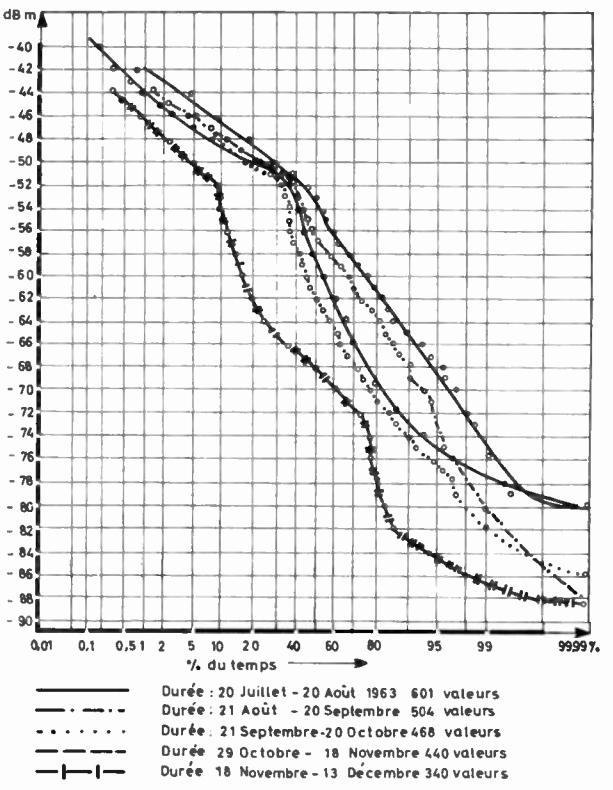


Fig. 5. — Distribution des valeurs médianes horaires.

L'analyse heure par heure fait apparaître un effet diurne marqué (fig. 6).

Pour novembre le minimum a lieu à neuf heures et pour décembre, au coucher du soleil. Ces résultats

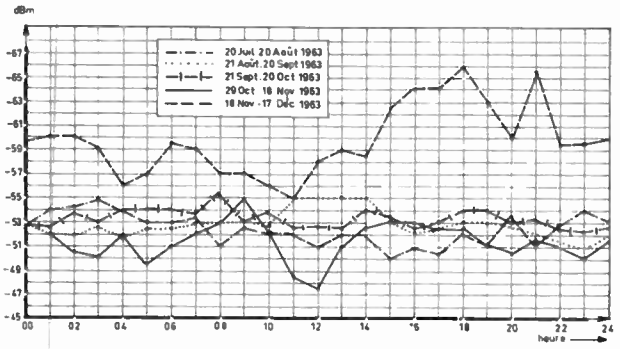


FIG. 6. — Effet diurne (1 760 MHz PTM.)

différent des affirmations de divers chercheurs pour qui « normalement » le maximum d'affaiblissement a lieu dans le courant de l'après-midi. On les explique en tenant compte des différents pourcentages du temps en été et en hiver où l'existence de divers mécanismes de propagation est prépondérante.

3. Caractéristiques des divers mécanismes de propagation qui contribuent à la composition du champ reçu

Les champs enregistrés pendant le temps d'étude se classent principalement en quatre catégories :

a) Soit un champ élevé, quelquefois au-dessus de l'espace libre, et très stable (fig. 7*a*) parfois coupé d'évanouissements lents.

b) Soit un champ assez stable mais avec une scintillation plus ou moins profonde (fig. 7*b*).

c) Soit un champ un peu plus faible et fluctuant (fig. 7*c*) ou un champ très faible et très fluctuant (fig. 7c_0).

d) Un champ élevé (un peu plus bas que l'espace libre) avec une scintillation peu profonde et assez rapide (fig. 7*d*).

Comme la liaison (nous le verrons plus loin) est en visibilité pour un pourcentage du temps de 30 % et pour le reste un peu en-dessous de l'horizon, nous pouvons supposer que le champ (*a*) correspond à une

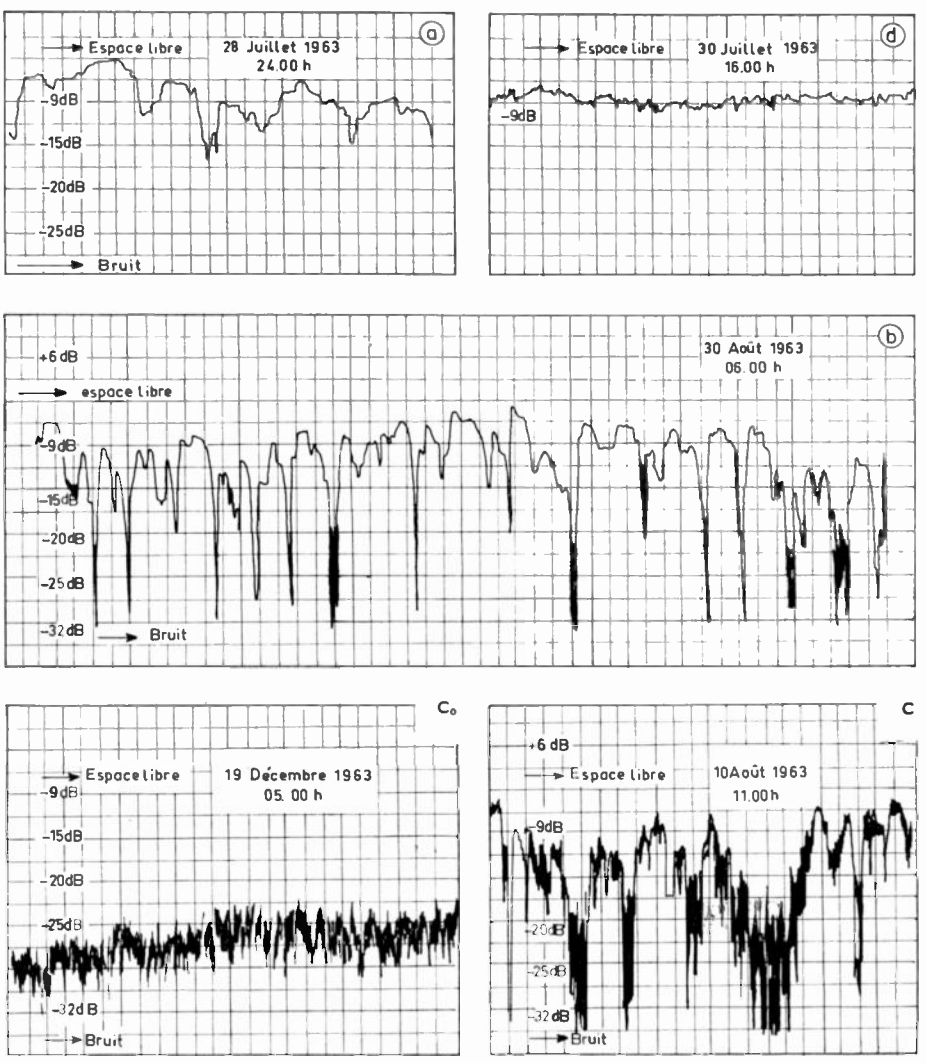
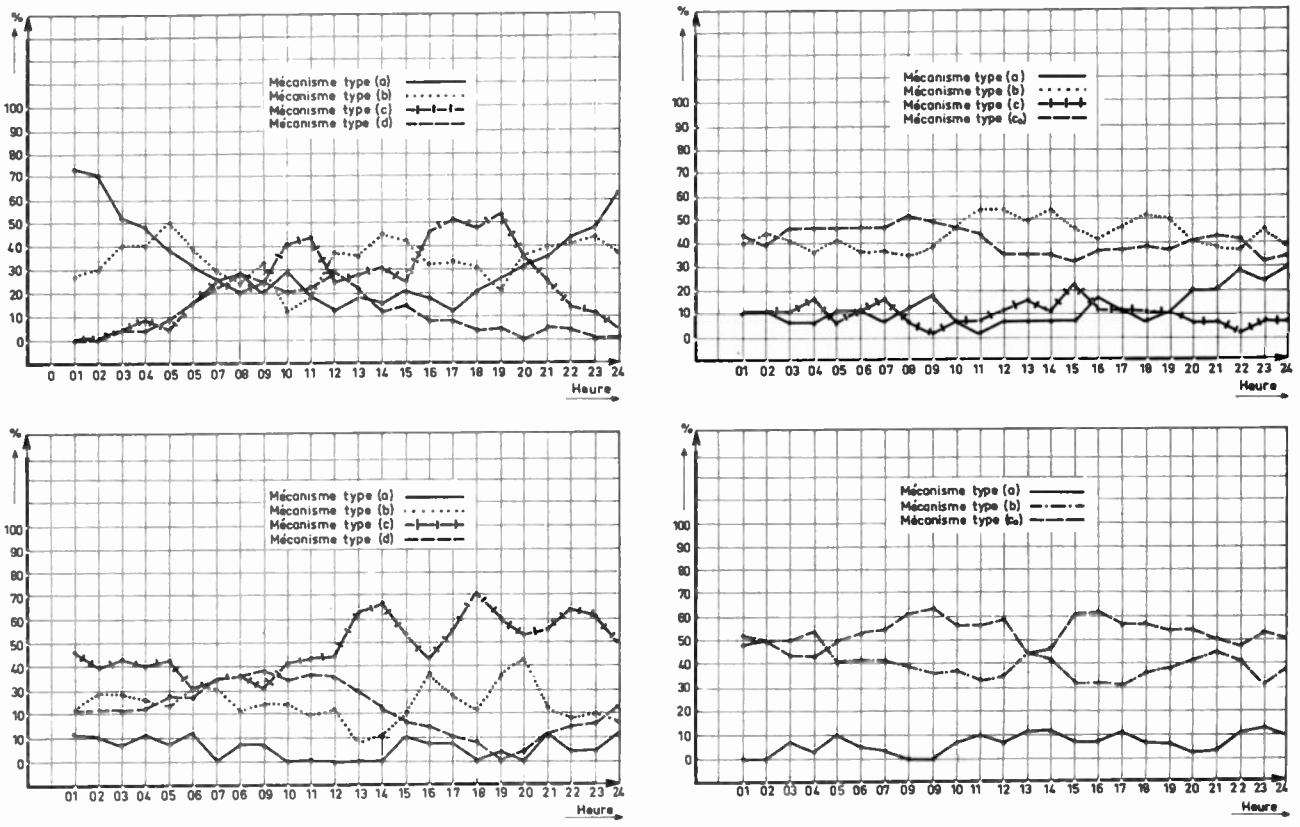


FIG. 7. — *a)* Courbe de diffraction (28 juillet 1963 à 24 h).
b) Courbe de réflexions partielles + diffraction (30 août 1963 à 06 h).
c) Courbe de diffusion + diffraction (10 août 1963 à 11 h).
c_0) Courbe de diffusion pure (19 décembre 1963 à 05 h).
d) Courbe de réflexion « multiples » (30 juillet 1963 à 16 h).



Variation diurne par pourcentage des différents mécanismes de propagation.

FIG. 8. — En haut à gauche : période du 20 juillet au 20 août 1963.
FIG. 9. — En bas à gauche : période du 20 août au 20 septembre 1963.
FIG. 10. — En haut à droite : période du 20 septembre au 20 octobre 1963.
FIG. 11. — En bas à droite : période du 20 octobre au 3 décembre 1963.

atmosphère homogène et calme et que les variations sont seulement dues aux variations lentes de la courbure de la terre (mécanisme de diffraction). De même, il semble que la catégorie (*b*) ou (*d*) est due à l'alternance des réflexions partielles, et de la diffraction, la (*c*) à celle de la diffusion et de la diffraction, la catégorie (c_0) à la diffusion pure. La différence entre le mode (*b*) et le mode (*d*) est que ce dernier est dû, probablement, à une propagation guidée.

Les figures 8, 9, 10 et 11 donnent, pour des moyennes horaires, les pourcentages d'apparition des différents mécanismes de propagation définis ci-dessus.

Pour la période juillet-août (fig. 8) nous constatons un minimum du champ par diffraction pendant l'après-midi accompagné d'un maximum du champ par diffusion. En résumé, pendant le nuit, l'atmosphère est calme et homogène.

Pour la période août-septembre, le champ par diffusion est nettement prépondérant. Le champ par réflexions partielles est minimal à midi et maximal peu après le coucher du soleil, le mode (*d*) toujours maximal pendant la matinée et le champ par diffraction très réduit.

Pour la période septembre-octobre, c'est d'ailleurs le mois de « transition », le pourcentage d'apparitions des réflexions partielles et de la diffusion pure (*) sont prépondérants et voisins (l'atmosphère est à la fois feuilletée et turbulente).

Le mécanisme par propagation guidée a disparu. Pour la période d'hiver (novembre-décembre) le mécanisme par diffusion pure est prépondérant.

Examinons maintenant les corrélations qui existent entre le champ moyen horaire reçu et la fluctuation maximale correspondante (valeur maximale moins valeur minimale du champ instantané dans la période horaire) pour chaque mécanisme de propagation. Nous faisons cette comparaison pour les mois de

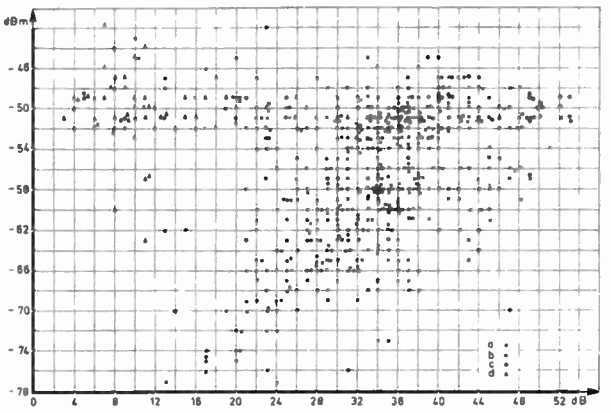


FIG. 12. — Corrélation entre le champ moyen horaire et la fluctuation correspondante maximale.

(*) Nous appelons diffusion pure le cas (fig. 7) où le champ par diffraction peut être considéré comme négligeable et le champ normal reçu est dû à la diffusion.

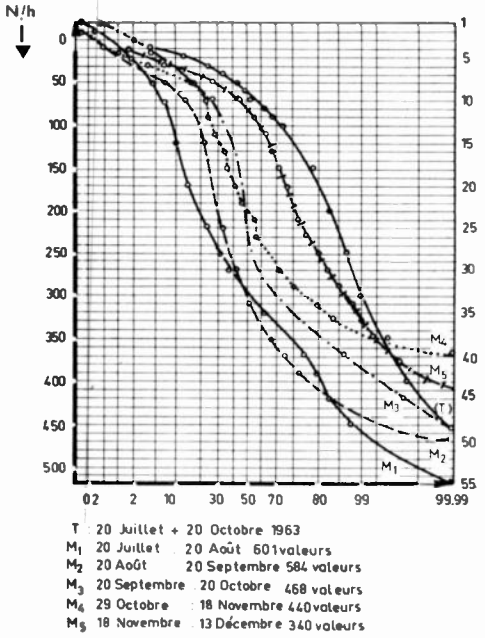


FIG. 13. — Distribution de rapidité du fading (T) et des fluctuations maximales horaires (M).

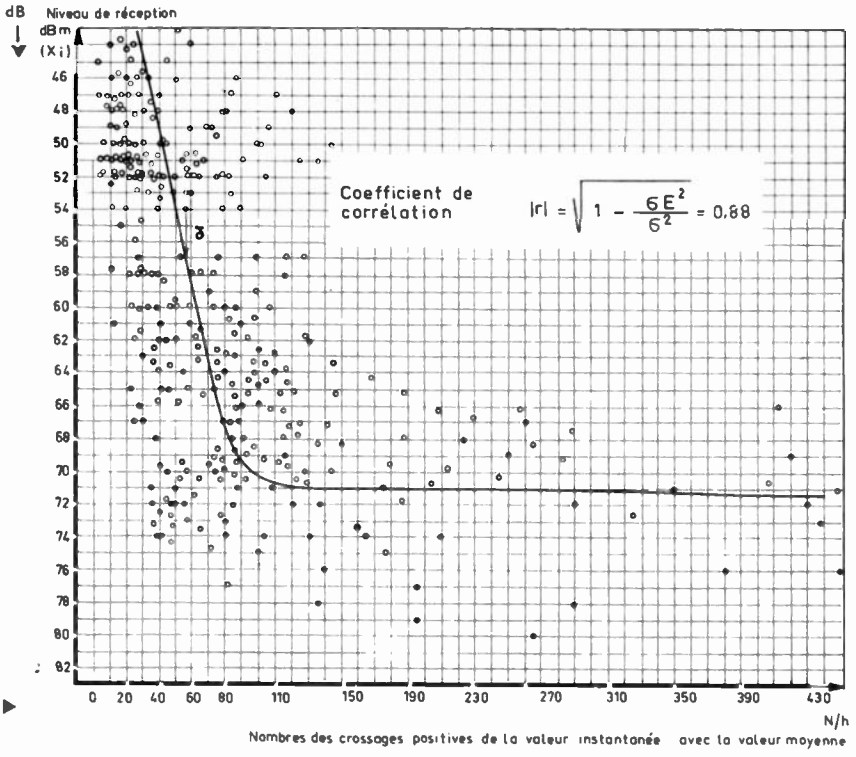


FIG. 14. — Corrélation entre les valeurs médianes horaires reçues et la rapidité du fading du 27 septembre au 23 octobre 1963. ▶

juillet-août où les quatre mécanismes ont des fréquences d'apparition comparables.

La figure 12 donne cette corrélation pour l'ensemble des mécanismes. On peut étudier les corrélations correspondantes pour les cas de mécanisme par diffraction, par diffusion (pure ou avec la diffraction), par réflexions partielles et par propagation guidée.

Nous observons que, dans le cas de diffraction, le champ moyen horaire est plus élevé pour les grandes valeurs des fluctuations et que la corrélation est assez satisfaisante. Pour le cas de diffusion et réflexions partielles, la même corrélation est faible. Dans le cas de propagation guidée, au contraire, la corrélation est plutôt inversée c'est-à-dire que les grandes variations de fluctuations sont accompagnées par une légère décroissance du champ moyen. Les distributions mensuelles des fluctuations maximales sont représentées sur la figure 13. Nous voyons qu'à l'approche de l'hiver les fluctuations deviennent plus petites et, au contraire, les valeurs moyennes horaires de l'affaiblissement de propagation, plus grandes. Nous passons ensuite à la rapidité des fluctuations, mesurée par le nombre de traversées du niveau médian par minute. Nous observons sur la figure 14 que la rapidité des fluctuations est plus grande pour un affaiblissement moyen plus élevé (au cours d'un mois donné). La distribution des valeurs moyennes horaires de la rapidité du fading pendant les trois premiers mois des essais (20 juillet-20 octobre) est représentée sur la figure 13 par la courbe T.

En ce qui concerne finalement l'étude des fluctuations rapides en amplitude (analyse d'échantillons d'une durée d'une demi-heure à une heure), on voit (fig. 15) que les lois obtenues diffèrent assez notablement d'une loi de Rayleigh et qu'elles conduisent plutôt à la loi de distribution de la somme d'un petit nombre (2, 3 ou 4) de composantes de phase aléatoire.

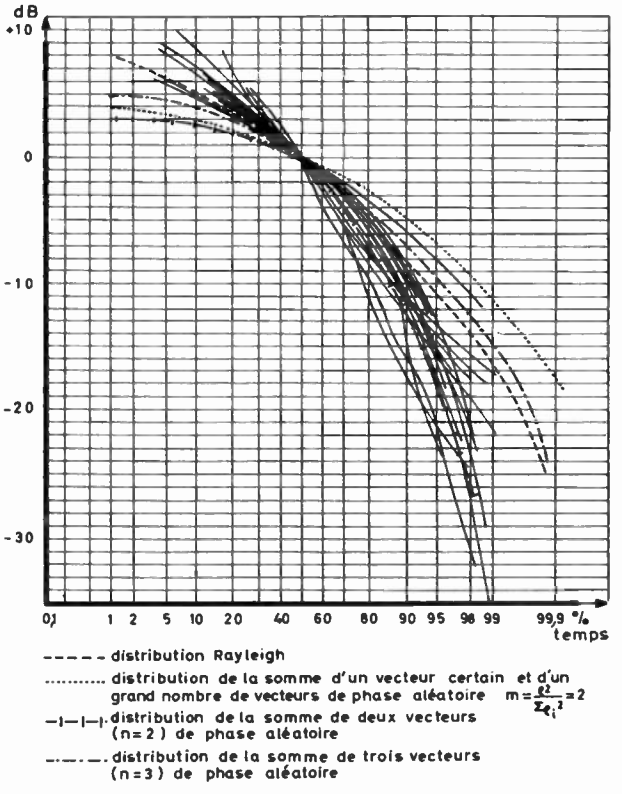


FIG. 15. — Echantillons de variations rapides (durée 1/2 - 1 h) choisies d'une façon aléatoire dans le temps d'étude juillet à décembre 1963.

4. Influence météorologique

La période d'étude a été fixée entre deux mois (juillet et décembre) présentant le maximum d'intérêt radioclimatique dans l'année 1963-1964. Les données

météorologiques dont on disposait (pression, température, humidité relative, vitesse et direction du vent) entre le sol et 300 mb à peu près, proviennent de la station météorologique d'Athènes (Ellinikon) d'altitude pratiquement nulle et située à 200 m de la mer (deux radiosondes par 24 h : 02.00 h et 14.00 h (*).

On a calculé les valeurs du coïndice de réfraction

$$N = (n-1)\cdot 10^6 = \frac{77{,}6}{T}\left(P + \frac{4\,810e}{T}\right),$$

où T : température absolue en degrés Kelvin,

P : pression en mb,

e : tension des vapeurs d'eau en mb,

et du gradient $\Delta N/\Delta h$ par mois d'essais et pour le jour et la nuit.

En représentant la variation mensuelle du gradient d'indice suivant l'altitude, nous constatons qu'à partir d'une altitude ~ 4 km, la troposphère n'est pas sensible, du point de vue de la réfractivité, aux variations saisonnières.

Une corrélation entre l'indice au sol et le gradient d'indice dans le premier kilomètre est recherchée pour tous les mois de juillet à décembre (exemple fig. 16). La dispersion est à peu près la même et on établit la relation : $\Delta N \cong 0{,}8\ N - 200$ (**).

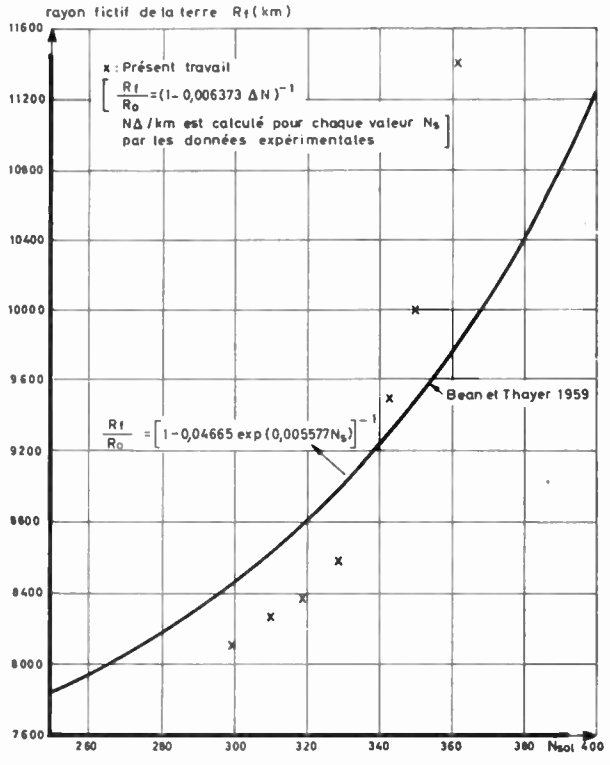


FIG. 16. — Rayon fictif de la terre en fonction de N sol.

(*) Temps local.

(**) La loi correspondante établie par BEAN [9], $\Delta N/\text{km} = -7{,}32 \exp(0{,}005577\ N_s)$, est assez différente.

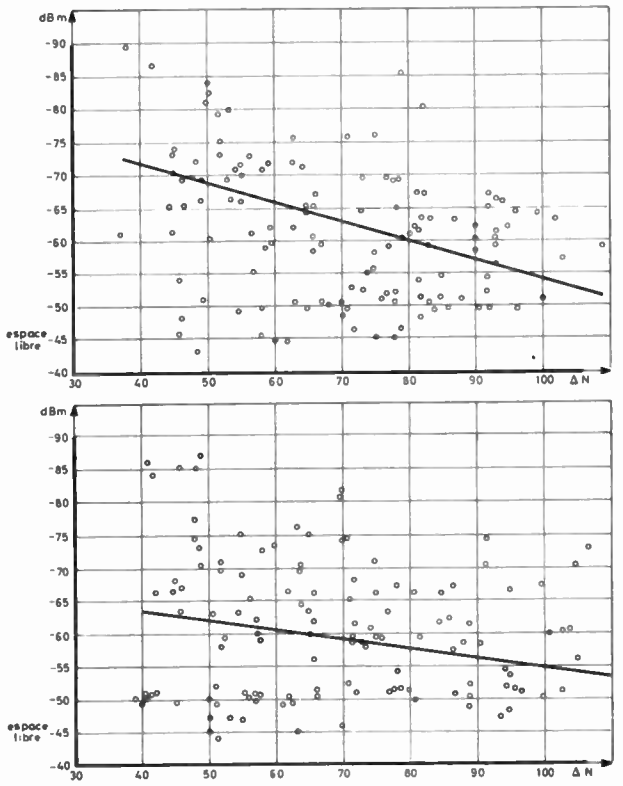


FIG. 17. — En haut : Corrélation entre la puissance moyenne reçue et la valeur N d'indice dans le volume commun (0 à 1 500 m ; radiosondage de 02 h ; $AdB = -0{,}29\ \Delta N + 83$; 20 juillet au 31 décembre 1963).

FIG. 18. — En bas : Corrélation entre la puissance moyenne reçue et la valeur N d'indice dans le volume commun (0 à 1 500 m radiosondage de 14 h $AdB = -0.125\ \Delta N + 68$).

A 2 km d'altitude la corrélation ci-dessus est presque nulle et semble opposée. Passons aux corrélations radiométéorologiques. Comme le volume commun de la liaison est limité entre le niveau de la mer et l'altitude ~ 1 500 m, nous recherchons les variations des paramètres dont il s'agit à cet endroit.

Tout d'abord, examinons la relation entre la puissance moyenne horaire reçue et la valeur correspondante ΔN du gradient moyen d'indice entre 0 - 1 500 m.

Sur les figures 17 et 18, nous représentons les corrélations pendant la nuit (02.00 h) et la journée (14.00 h).

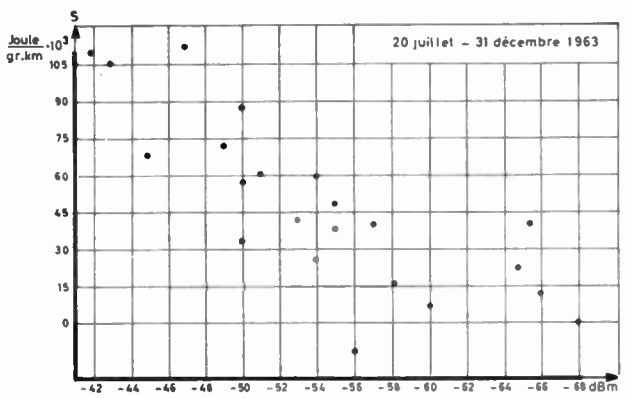


FIG. 19. — Corrélation entre la stabilité S (sol moins de 1 500 m) et le signal moyen reçu (20 juillet au 31 décembre 1963).

Les points étant très dispersés nous pouvons déduire seulement une certaine tendance de décroissance du signal lorsque ΔN diminue.

La corrélation entre le champ moyen horaire reçu et les valeurs correspondantes de la stabilité atmosphérique (calculée toujours entre 0 - 1 500 m) est plus frappante (fig. 19).

Enfin nous pouvons dire que les deux variables ΔN (0 - 1 500 m) et S (0 - 1 500 m) sont (au moins dans notre cas), presque indépendantes (fig. 20).

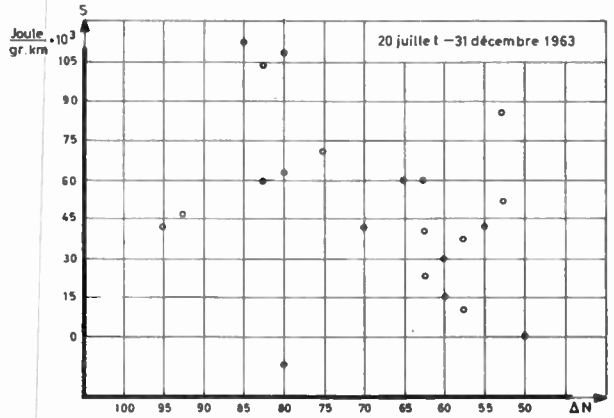


FIG. 20. — Corrélation entre la stabilité S (sol moins de 1 500 m) et N sol — N 1 500 m au-dessus d'Athènes (20 juillet au 31 décembre 1963).

Sur la figure 21, on a représenté les variations de trois paramètres, l'indice de réfraction au sol, le gradient moyen d'indice défini par les valeurs de l'indice au sol et à l'altitude 1 500 m, la stabilité S dans le volume commun entre le 20 juillet et le 31 décembre 1963 et les variations correspondantes de la puissance moyenne horaire en quinze jours, reçues pour la nuit et la journée.

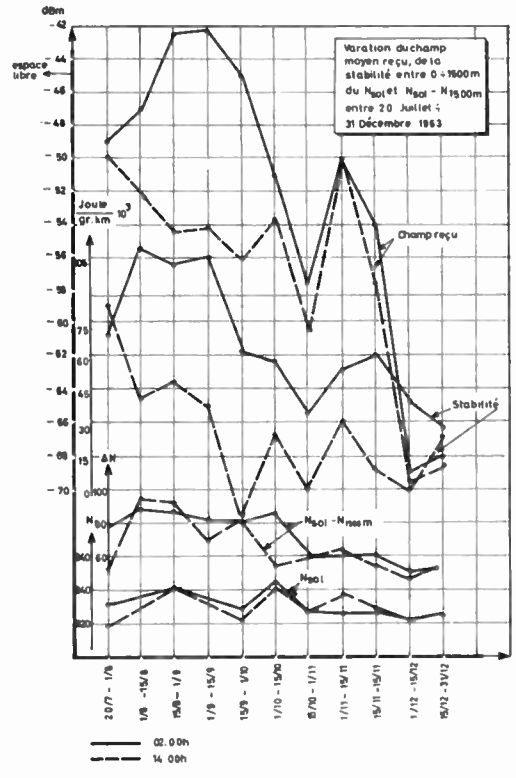


FIG. 21. — Variation du champ moyen reçu, de la stabilité entre 0 et 1 500 m du N sol et N sol — N 1 500 m entre le 20 juillet et le 31 décembre 1963.

Nous observons que le champ et la stabilité sont pour tous les points notablement plus élevés la nuit que le jour. Nous sommes conduits finalement aux relations radiométéorologiques de la figure 22.

Pour la journée et la nuit, on trouve :

$$(\Delta W = -[0{,}15\ \Delta\ (\Delta N) + 150\ (\Delta S)]$$

$$\Delta W = -[0{,}12\ \Delta\ (\Delta N) + 160\ (\Delta S)]$$

où (ΔN) représente la différence ΔN entre des points quelconques,

et ΔS, la différence correspondante de la stabilité.

Les coefficients de ces paramètres sont à peu près constants, sauf dans le cas où la stabilité pendant la nuit peut donner une corrélation satisfaisante.

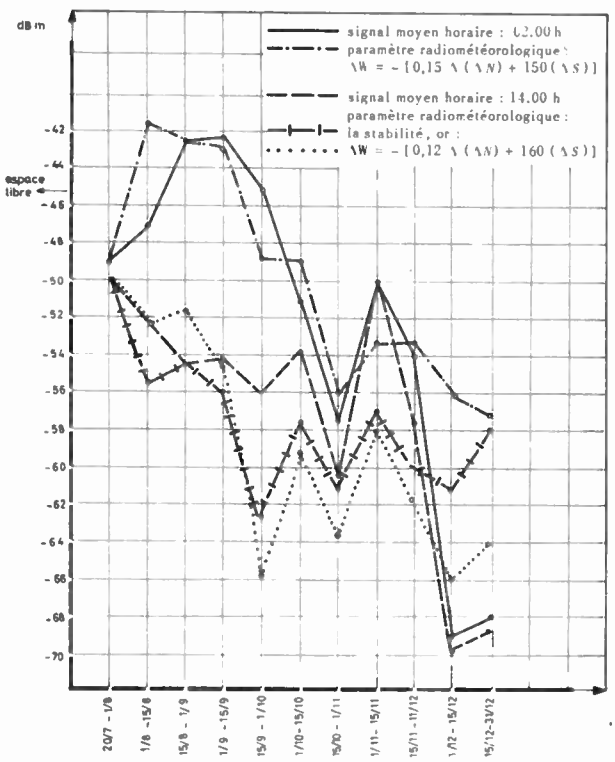


FIG. 22. — Corrélation radiométéorologique.

Le seul point qui présente une certaine particularité est celui qui correspond au 1er-15 décembre 1963 : il y a une diminution brutale du champ beaucoup plus nette que les diminutions correspondantes des paramètres radiométéorologiques.

En réalité, pendant cette période, l'hiver avait commencé brusquement ce qui a amené la présence de nombreux fronts froids. Ces discontinuités frontales peuvent produire de nombreux fadings [4] ce qui expliquerait l'anomalie constatée ci-dessus.

Essayons maintenant une autre méthode de classification des valeurs absolues du champ reçu en fonction de la situation thermodynamique de l'atmosphère à l'intérieur et à l'extérieur du volume commun [3].

Groupons pour différentes altitudes, dont la première inclut le volume commun, les valeurs de ΔN en trois catégories :

— « Sous réfractive » ($\Delta N > 0$).

— « Super réfractive » (ΔN deux fois à peu près la valeur « normale » — qui peuvent donner naissance aux valeurs de coefficient de réflexion élevées c'est-à-dire aux réflexions partielles),

— « Normale » c'est-à-dire ΔN centré autour de la valeur $\Delta N/\Delta h = -40$ N/km.

Plus précisément, en utilisant le modèle d'atmosphère défini par le C.C.I.R.

$$N = N_s \exp [-0{,}1057\, h/\text{km}]$$

nous posons :

Altitude	Profil normal			Profil super réfractif			
0 - 1 500 m*	30 <	ΔN	< 60	a_1	90 <	ΔN	b_1
1 500 - 3 000	32 <	ΔN	< 50	a_2	80 <	ΔN	b_2
3 000 - 4 300	16 <	ΔN	< 40	a_2	70 <	ΔN	b_2
4 300 - 5 500	13 <	ΔN	< 30	a_2	50 <	ΔN	b_2

Comme les cas de sous réfractivité sont seulement de quatre, nous pouvons les ignorer. Nous trouvons maintenant les valeurs de la puissance moyenne horaire reçue, correspondant à chacun des cas a_1, a_2, b_1, b_2 ci-dessus, et nous traçons (fig. 23) les distributions correspondantes. Le résultat est frappant. On constate que les champs les plus élevés correspondent aux cas pendant lesquels existent des « feuillets » en altitude (voir Annexe II), continués par une décroissance normale de l'indice et enfin les champs les plus bas sont accompagnés de l'existence prépondérante de profils « normaux » dans le volume commun. Ces résultats sont en plein accord avec les expériences similaires [3] faites par BEAN aux Etats-Unis mais sur des fréquences VHF dix fois plus faibles que dans notre cas, et sur liaisons semblables du point de vue géométrique.

Il est intéressant de rechercher — en valeurs moyennes horaires — la relation entre les signaux observés et ceux que nous pouvons prévoir par diffraction sphérique. Il est donc indispensable de connaître la statistique du rayon fictif terrestre ou, par commodité, du coefficient multiplicatif K.

Pour construire cette distribution nous disposons seulement des valeurs N_{Sol}. On admettra une relation entre K et N_{Sol} établie au C.C.I.R. (Genève 1963, document V/23 U.S.A.) (fig. 16). Nos résultats conduisent à une correspondance $K \rightarrow N_s$ nettement différente. Suivant ces relations, nous écrivons la correspondance $N_s \rightarrow K$ (fig. 24), puis d'après FOCK [1], nous calculons les valeurs du champ correspondant

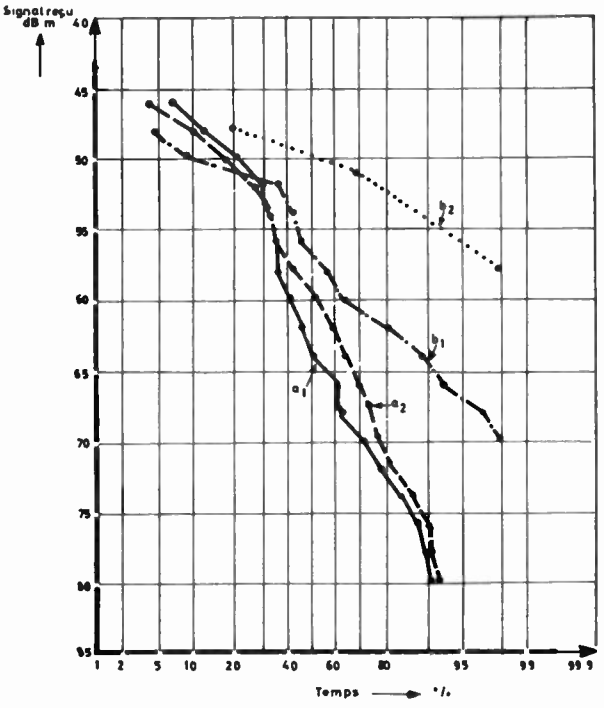


FIG. 23. — Distribution des valeurs moyennes horaires avec différents profils du gradient d'indice de réfraction.

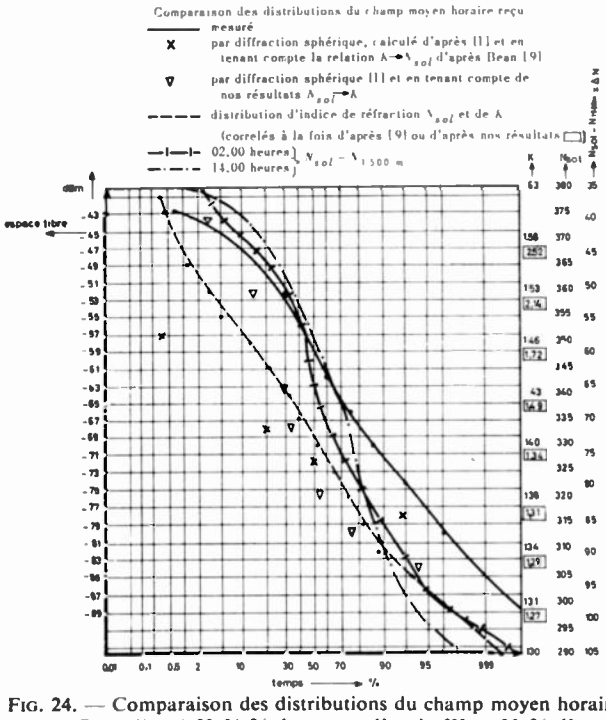


FIG. 24. — Comparaison des distributions du champ moyen horaire reçu. Pour $K \geq 1{,}52$ [4 % du temps d'après [9] et 30 % d'après nos résultats. La liaison est en visibilité (20 juillet au 31 décembre 1963).

* Volume commun.

à la géométrie de la liaison et aux diverses valeurs de K. Le résultat donne un champ reçu plus élevé que le champ calculé ci-dessus sauf pour des valeurs de K voisines de 2,5 (pourcentage 3 %).

Pour $K \geqslant 1{,}52$ la liaison est en visibilité. De simples considérations géométriques donnent les résultats de la figure 25.

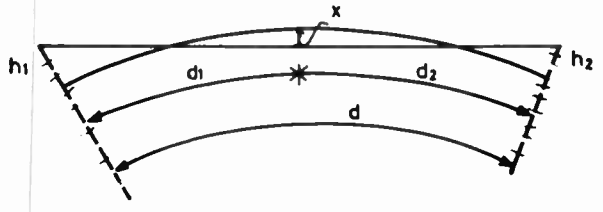


FIG. 25.

La liaison est en visibilité pour $x \leqslant 0$ soit $K \geqslant 1{,}52$. Pour la correspondance $N_s \rightarrow K$ [9], la valeur maximale $K \cong 1{,}63$; nous avons $x \cong 30$ m au-dessus du niveau de la mer, et pour la valeur minimale $K \cong 1{,}3$, $x = 140$ m au-dessous du niveau de la mer. Dans notre cas, la valeur maximale $K = 2{,}52$ donne $x = 270$ m au-dessus du niveau de la mer et la valeur minimale de $K = 1{,}27$ conduit à la valeur $x = 170$ m au-dessus du niveau de la mer.

4.1. CORRÉLATION AVEC LA VITESSE DU VENT

La vitesse du vent est un paramètre météorologique non directement relié à l'indice de réfraction ; il pourrait cependant être intéressant de rechercher une corrélation entre ce paramètre et le champ reçu.

Sur les figures 26 *a*, *b*, *c*, *d* sont représentées les corrélations entre le champ moyen horaire reçu à

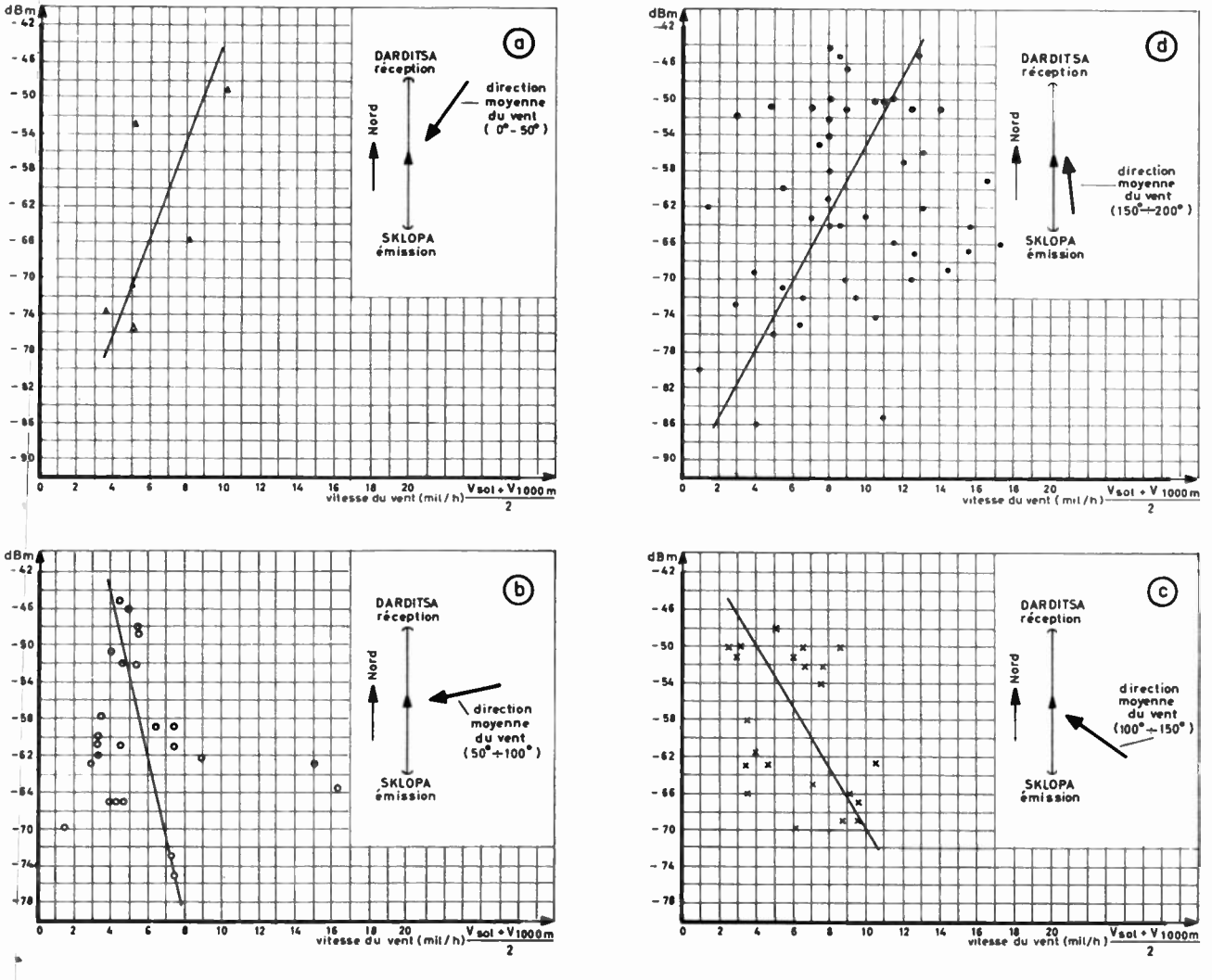
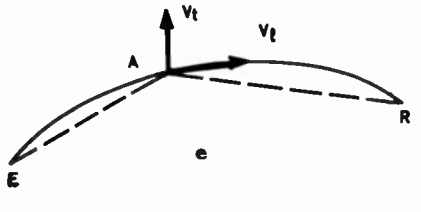


FIG. 26. — Corrélation entre le champ moyen horaire et la vitesse moyenne du vent entre 0 et 1 000 m pour diverses directions du vent.



Darditsa etla vitesse moyenne du vent $\left(\frac{U_{sol}+U_{1\,000\,m}}{2}\right)$ entre 0 - 1 000 m mesuré à Athènes (station météorologique de Ellinikon). Nous choisissons seulement le cas où la direction au sol et à 1 000 m est la même, la direction d'origine du vent est indiquée sur ces figures.

Il apparaît que les corrélations trouvées sont inverses suivant la direction longitudinale ou transversale du vent.

En particulier, lorsque la direction est longitudinale (fig. 26*a* et 26*d*) l'accroissement de la vitesse du vent est accompagnée par des niveaux reçus élevés, et inversement.

Au contraire, lorsque la direction est transversale (fig. 26*b* et 26*c*) l'accroissement de la vitesse correspond à des niveaux faibles, et inversement, ce qui peut être expliqué de la manière suivante :

Considérons le diagramme de la figure 26*e* où E et R représentent l'émetteur et le récepteur. Chaque tourbillon A produit une contribution spéciale au champ reçu. Considérons l'ellipse dont l'équation est $EA+AR$ = Cte. Donc, pour un « tourbillon », se déplaçant un peu dans la direction de la tangente à l'ellipse, le chemin parcouru de E (par A) à R reste constant ; par conséquent, dans ce cas-là (celui du vent longitudinal), il n'y aura pas d'effet Doppler. Le seul effet de la composante V_1 est de rendre le volume commun plus homogène c'est-à-dire, dans notre cas, de le rapprocher des conditions de l'espace libre.

Pour la composante transversale nous aurons, selon le modèle de RATCLIFFE, pour la rapidité du fading :

$$N = C.V_t \cdot \frac{\Theta}{\lambda}$$

où C est une constante numérique,

λ la longueur d'onde émise et

Θ l'angle de diffusion.

Lorsque V_t augmente, la rapidité du fading croît et, selon nos résultats (fig. 13 et 14), le champ moyen reçu décroît, ce qui est indiqué exactement par les figures 26*b* et 26*c*.

Remerciements

L'auteur est heureux de remercier ses collègues, en particulier MM. MARCOPOULOS, FATSEAS et EFTICHIADES, qui ont bien voulu l'aider pendant le réglage et le fonctionnement de l'appareillage expérimental ainsi que pour l'analyse mécanique de divers enregistrements. Il remercie également M. MISME, grâce à l'amabilité de qui cet article a pu paraître dans l'*Onde Electrique*.

ANNEXE 1

Nous constatons qu'à cause de la multiplicité des divers mécanismes de propagation, les distributions du champ instantané et du champ moyen horaire ne conduisent pas, en général, à une seule loi mais plutôt à deux avec un « point de transition » qui est déterminé par le pourcentage du temps pendant lequel prédomine un seul mode. Pour calculer, dans ce cas-là, la valeur moyenne $\overline{X}_{eq}$ et l'écart-type σ_{eq} de la distribution équivalente — c'est-à-dire d'une distribution existant pendant 100 % du temps considéré — nous supposons que chacune des distributions $f_1(t)$, $f_2(t)$ existe pendant des pourcentages λ_1 % et λ_2 % ($\lambda_1+\lambda_2 = 1$). La distribution équivalente sera une combinaison linéaire, de la forme :

$$F(t) = C_1 f_1(t) + C_2 f_2(t)$$

où C_i (i = 1, 2,...) est la probabilité de trouver des valeurs de $f_i(t)$ pendant le temps étudié.

Suivant les hypothèses ci-dessus, on a :

$$f_1(t) = 0 \text{ pour } \lambda_1 \leqslant t \leqslant 1,$$

et

$$f_2(t) = 0 \text{ pour } 0 \leqslant t \leqslant \lambda_1,$$

c'est-à-dire $C_1 = \lambda_1$, $C_2 = \lambda_2$ et

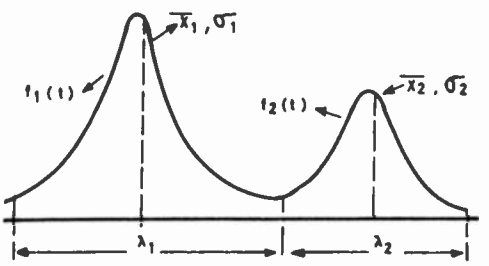
$$\int_0^1 F(t)\,dt \equiv \int_0^{\lambda_1} \lambda_1 f_1(t)\,dt + \int_{\lambda_1}^1 \lambda_2 f_2(t)\,dt = \lambda_1+\lambda_2 = 1 .$$

Ensuite

$$\bar{x}_1 = \int_0^{\lambda_1} t f_1(t)\,dt , \quad \bar{x}_2 = \int_{\lambda_1}^1 t f_2(t)\,dt .$$

$$\sigma_1^2 = \int_0^{\lambda_1} (t-\bar{x}_1)^2 f_1(t)\,dt = \int_0^{\lambda_1} t^2 f_1(t)\,dt - \bar{x}_1^2$$

$$\sigma_2^2 = \int_{\lambda_1}^1 (t-\bar{x}_2)^2 f_2(t)\,dt = \int_{\lambda_1}^1 t^2 f_2(t)\,dt - \bar{x}_2^2$$



Alors :

$$\bar{x}_{eq} = \int_0^1 [\lambda_1 f_1(t) + \lambda_2 f_2(t)]\, t\, dt = \lambda_1 \bar{x}_1 + \lambda_2 \bar{x}_2$$

et :

$$\sigma_{eq}^2 = \int_0^1 [t - \lambda_1 \bar{x}_1 - \lambda_2 \bar{x}_2]^2 F(t)\, dt$$

$$= \lambda_1 \sigma_1^2 + \lambda_2 \sigma_2^2 + \lambda_1 \lambda_2 (\bar{x}_1 - \bar{x}_2)^2$$

ANNEXE II

Comment peut-on expliquer l'effet caractéristique des « feuillets » surélevés en fonction de ceux qui sont inclus dans le volume commun ? (Courbes b_1, b_2, figure 23).

Evaluons l'expression de coefficient de réflexion r pour une onde incidente sous un angle a sur un « feuillet » d'épaisseur h et longueur horizontale x.

On a en général :

$$|r| = \frac{dn}{2a^2}\, \Phi\,(a, h, x)\ ,$$

où $\Phi(a, h, x)$ est une fonction qui donne la relation entre le coefficient de réflexion du modèle considéré et celui d'un feuillet caractérisé par une discontinuité faible devant l'angle d'inclinaison ($2\, dn \ll a^2$) soit $|r| = dn/2\, a^2$.

La fonction $\Phi(a, h, x)$ a été évaluée par l'équipe française (VOGE, du CASTEL, MISME) pour différents types de profils dn/dh. Pour un profil linéaire, par exemple, on trouve :

$$|r| \simeq \frac{dn}{8\pi h a^3}\lambda\ ,$$

expression valable sous les conditions

$$dn\,\lambda \ll \pi h\, a^3 \quad \text{et} \quad \zeta \ll \frac{\lambda}{4a}$$

où ζ est l'épaisseur de « transition » entre les surfaces du feuillet considéré et le milieu ambiant.

En outre, l'analyse (FRIIS, GRAWFORD, HOGG) suppose une longueur x horizontale du feuillet, contenu dans la première zone de Fresnel soit :

$$\frac{\sqrt{d\lambda}}{a} > x > \sqrt{\lambda d}\ .$$

où d est la longueur de la liaison envisagée.

Sous ces conditions, l'énergie reçue P_r en fonction de l'énergie émise P_T est donnée par l'expression :

$$\frac{P_r}{P_T} = \frac{4A^2a^2r^2}{\lambda d^3}\ ,$$

où A est la surface fictive des antennes d'émission et de réception, supposée égale.

Considérons maintenant deux feuillets de même épaisseur soit $h = 50$ m, l'un *dans* le volume commun (soit à une altitude $\simeq$ 500 m), l'autre *au-dessus* du volume commun (soit à une altitude $\simeq$ 2 000 m). Acceptons pour le feuillet bas un coefficient

$$|r_2| = \frac{dn}{8\pi a_2^3 h}\lambda\ .$$

et pour le feuillet surélevé (comme il est d'ailleurs quelquefois physiquement plus probable) une « discontinuité » plus brutale, soit :

$$r_1 = \frac{dn}{2a_1^2}$$

où a_1 et a_2 sont les angles d'incidence correspondants déterminés par la géométrie de la liaison.

La comparaison entre les puissances recevables

$$\left(\frac{P_r}{P_T}\right)_1 \quad \text{et} \quad \left(\frac{P_r}{P_T}\right)_2$$

donne :

$$10 \lg \left[\frac{P_{r_1}}{P_{r_2}}\right] = 20 \lg \left[\frac{\alpha_1 r_1}{\alpha_2 r_2}\right] = 20 \lg \left[\frac{4\pi h \alpha_2^2}{\alpha_1 \lambda}\right]$$

Pour la liaison Sklopa - Darditsa, on a : $\lambda = 0{,}17$ m, $\alpha_1 \cong 20.10^{-3}$ rad, $\alpha_2 \cong 5.10^{-3}$ rad et $h = 50$ m ; On en déduit :

$$10 \lg \left[\frac{P_{r_1}}{P_{r_2}}\right] \cong 13 \text{ dB}\ .$$

Nous observons sur la figure 23 que cette différence correspond presque exactement au pourcentage 98 % entre les courbes b_1 et b_2. L'hypothèse ci-dessus est alors vérifiée mais, en l'absence des moyennes d'analyse fine de l'atmosphère, nous ne pouvons pas dire si elle est la meilleure pour l'explication du phénomène.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CASTEL du F.. — Propagation troposphérique et faisceaux hertziens transhorizon, Ed. Chiron Paris, 1961.

[2] MISME P. — Corrélation entre le champ à grande distance et un nouveau paramètre radiométéorologique. *I.R.E. Trans.*, juillet 1958.

[3] BEAN B.R. — A radiometeorological study, Part II. *J. Res. N.B.S.*, 67D, nov.-déc. 1963.

[4] MISME P. — Influence des discontinuités frontales sur la propagation des ondes décimétriques et centimétriques. An. des Tél. Mai 1957.

[5] NICOLIS I. — Sur les conditions de propagation en VHF dans la Méditerranée orientale. Thèse Univ. Technique Nation, Athènes, juin 1962.

[6] NICOLIS I. — Quelques données statistiques sur des liaisons VHF avec obstacle. *Tilepicinoniaca Chronica*, Athènes, septembre 1963.

[7] NICOLIS I. — Une étude expérimentale sur liaisons longues en visibilité en deux fréquences. *Tilepicinoniaca Chronica*, Athènes, mars 1964.

[8] FRIIS H.T., GRAWFORD A.B. and HOGG D.C. — A reflexion theory for propagation beyond the horizon. *B.S.T.J.*, 1957, 36, 627.

[9] BEAN B.R. and THAYER G.D. — Models of atmospheric refractive index. *P.I.R.E.*, 1959, 47, n° 5, 740-755.

LE FILTRAGE IMPULSIONNEL

PAR

P. JÖRGENSEN

Service Automation, Saint-Gobain

1. Position du problème

Dans un certain nombre de cas pratiques, l'information utile est constituée par une impulsion ou train d'impulsions de caractéristiques données (forme, durée, nombre) accompagnée de signaux parasites divers.

Pour augmenter les performances, il faut extraire le signal utile, en le débarrassant des signaux parasites, c'est-à-dire le filtrer.

Si le nombre d'impulsions est déjà élevé (disons supérieur à deux), on peut pratiquement faire une décomposition du signal en série de Fourrier, de manière à connaître son spectre et ensuite de procéder au filtrage classique pour laisser passer seulement la composante utile du spectre.

Un problème se pose malgré tout, car on rencontre des spectres étalés constitués, en général, de raies plus ou moins nombreuses. Si on a des signaux parasites (bruit de fond, échos diffus...), il faut donc voir quelle est la portion du spectre dans laquelle l'amplitude du signal utile est supérieure à celle des signaux parasites contenus dans cette même fraction. Cette recherche de compromis est indispensable et parfois délicate.

Si le signal utile est constitué par une impulsion unique, le spectre est très étalé et d'un calcul malaisé (intégrale de Fourrier). Dans ces conditions, la détermination du système de filtrage éliminant le maximum de signal parasite, de manière à faire ressortir le signal utile (augmentation du rapport signal utile/signal parasite), bien que possible par les méthodes traditionnelles purement harmoniques, est assez délicate et demande un esprit critique bien éveillé, car les résultats ne sont pas directement et physiquement interprétables.

C'est pourquoi il semble utile, dans le cas d'impulsion unique ou double, d'abandonner la méthode harmonique pour une nouvelle méthode dite « impulsionnelle ».

Dans cette note nous examinerons successivement le cas d'une impulsion isolée et d'un court train d'impulsions.

2. Filtrage impulsionnel : cas où le signal est transporté par une impulsion unique

2.1. Principe du filtrage

Soit un signal utile de durée maximale τ qui se présente entre les instants :

$$t=0 \quad \text{et} \quad t=\tau$$

Supposons-le accompagné d'un signal parasite continu f. Il est bien évident que, si à un instant t et $t+\tau$, le signal total est identique, il n'y a pas de signal utile (fig. 1).

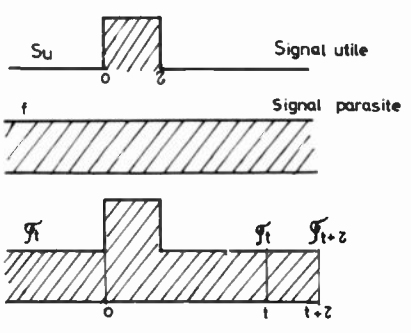


Fig. 1.

Autrement dit, le signal utile est :

$$S_u = F_{t+\tau} - F_t.$$

On voit facilement que si le signal total F_t est composé d'un signal utile S_u et de parasites f (peu variables entre t et $t+\tau$) :

$$F_t = S_u + f = C_{te},$$

$$F_{t+\tau} - F_t = S_u(t+\tau) - S_u(\tau).$$

Comme S_u n'est défini que de $t=0$ à $t=\tau$ on a intégralement le signal utile. On conçoit qu'il est ainsi très facile de se débarrasser d'une composante continue.

Le système de ligne à retard (fig. 2) réalise très simplement la fonction désirée.

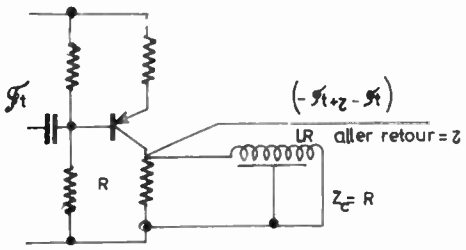


FIG. 2.

On peut, avec une très bonne approximation, faire cette opération avec une ligne à retard dégénérée décrite en annexe.

Il est bien évident que rarement les signaux parasites ont une telle constance.

Nous allons voir maintenant comment traiter le filtrage dans des cas plus complexes.

2.2. CONCEPTION ET DIMENSIONNEMENT DU FILTRAGE IMPULSIONNEL

On procédera en deux étapes. La première consistera à mettre en forme (en évidence) le signal, c'est-à-dire à le distinguer dans le bruit ; la deuxième aura pour but de l'extraire afin de l'utiliser.

2.2.1. *Caractéristiques des signaux parasites*

Plaçons-nous à l'instant $t=0$ où le signal utile débute. Le signal parasite f_t à une valeur f_0 et il évolue avec le temps (fig. 3). Il est bien évident que rien ne s'opposerait, si on pouvait enregistrer ce signal parasite, à le décomposer en série :

$$f_t = f_0 + at + bt^2 + ct^3,$$

$$f_t = f_0 + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)_0 t + \left(\frac{\partial^2 f}{2!\,\partial t^2}\right)_0 t^2 + \left(\frac{\partial^3 f}{3!\,\partial t^3}\right)_0 t^3.$$

Autrement dit, on peut considérer le signal parasite comme :

— Un signal constant ..... f_0

— Une dent de scie, de pente .... $\left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)_0 = a$

— Une parabole de coefficient .... $\left(\frac{\partial^2 f}{2!\,\partial t^2}\right)_0 = b$

— Une cubique ..... $\left(\frac{\partial^3 f}{3!\,\partial t^3}\right)_0 = c$

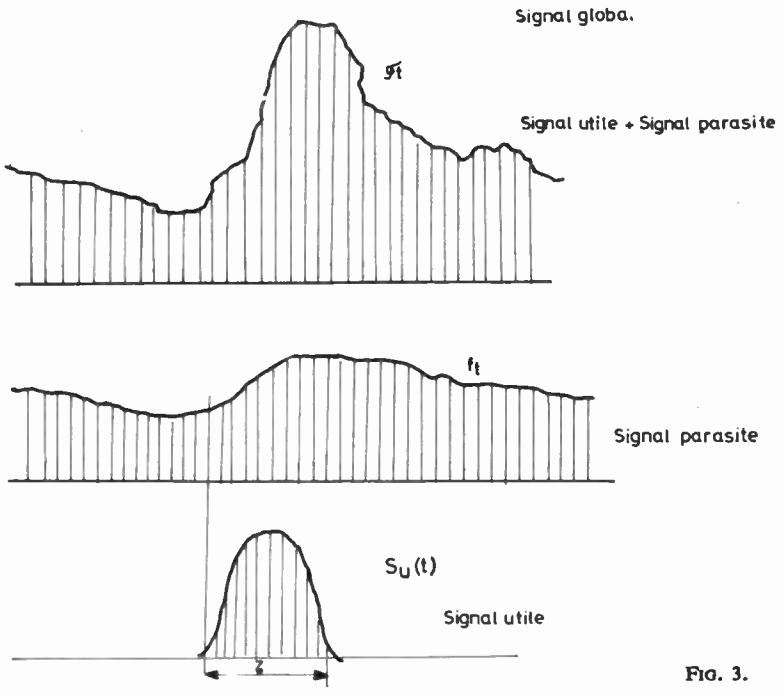


FIG. 3.

Le problème revient alors à éliminer successivement ces diverses composantes.

2,2.2. *Etapes du filtrage*

La mise en évidence du signal utile va se faire en le débarrassant des signaux parasites, ce qui constituera au passage une mise en forme le distinguant du bruit.

Pour cela, il faut éliminer les divers termes des signaux parasites définis par son développement.

a) *Filtrage d'une tension continue : élimination de la valeur moyenne*

Comme on vient de le voir, il suffit de faire l'opération :

$$f_t - f_{t-\tau}$$

b) *Filtrage d'une dent de scie* $f(t)=at$

Après une première différentiation, on obtient un signal constant égal à $a\tau$ qui est totalement éliminé après un temps 2τ à l'aide d'une deuxième différentiation (fig. 4).

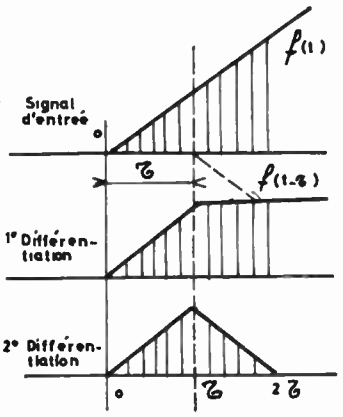


FIG. 4.

c) *Signal à variation parabolique* $f_2(t)=bt^2$

Si on fait la différence entre le signal à l'instant t et le signal à l'instant $t-\tau$ on trouve que :

$$f_2(t)-f_2(t-\tau)=2bt\tau-b\tau^2.$$

C'est-à-dire que l'on a alors une dent de scie.

En trois différentiations et après un délai égal à 3τ le signal est totalement éliminé (fig. 5).

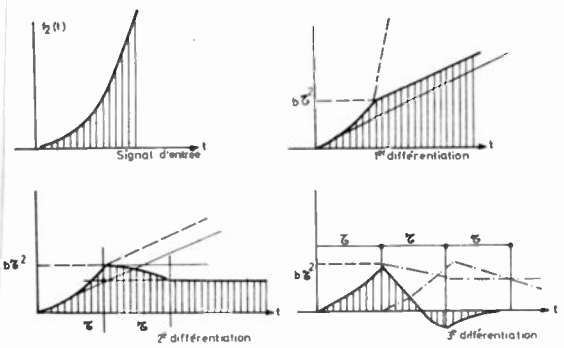


FIG. 5.

2.2.3. *En conclusion*

On peut constater d'après ce qui précède que chaque fois qu'il y a une variation des paramètres f_0, a, b, etc., on recueille un signal respectivement pendant les temps τ, 2τ, 3τ, mais on remarque également que si f_0, a, b, etc., sont fixes on peut éliminer les signaux correspondants.

Autrement dit, il est possible d'éliminer tous les signaux lentement variables par rapport aux durées τ ; il est impossible, par contre, d'éliminer les signaux parasites rapidement variables par rapport aux durées τ.

On retrouve ainsi le résultat classique et évident auquel on s'attendait : si le signal utile et les signaux parasites ont des structures identiques (même forme, même durée, mathématiquement même spectre), il est impossible de les distinguer l'un de l'autre.

Nombre pratique de différentiations à adopter

Comme on vient de le voir, il est en général très facile de trouver un développement approché des signaux parasites $f(t)$ avec trois termes, en écrivant :

$$f(t)=f_0+at+bt^2,$$

et on ne peut pas éliminer tous les signaux parasites trop rapidement variables par rapport à τ, durée utile du signal. C'est pourquoi trois différentiations successives (fig. 6) correspondent à un optimum en général (sous réserve que les signaux utiles soient séparés de plus de 4τ et pratiquement de 8τ). Si cette dernière réserve est à considérer, il faut tenir compte de l'étalement du signal dans le cas d'une impulsion.

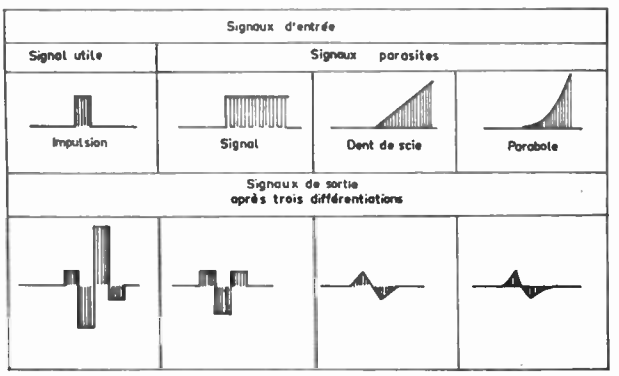


FIG. 6.

2.2.4. *Dimensionnement des retards* τ_r *de différentiation* (cas d'une impulsion unique)

Cela revient à débarrasser au maximum des signaux parasites qui l'accompagnent, un signal utile S_u de durée comprise entre deux limites, maximale et minimale :

$$\tau_{min}<\tau<\tau_{max}$$

On a vu que l'on doit reporter trois fois sur le signal global F_t (comprenant le signal utile et les parasites) l'opération :

$$F_t-F_{t-\tau_r},$$

où τ_r est un temps de retard de l'ordre de τ. Le problème est de savoir comment choisir les divers retards τ_r de différentiation.

Le choix des divers retards devra être tel :

a) qu'il ne détruise jamais le signal utile, ou que l'énergie utile soit indépendante de la largeur des impulsions dans le domaine des variations probables,

b) que les autres signaux soient éliminés au maximum.

Il est bien évident que les divers temps τ_r seront compris entre τ_{min} et τ_{max}.

Prenons $\tau_{moy} = \sqrt{\tau_{min} \times \tau_{max}}$

et introduisons le rapport a :

$$a = \sqrt{\frac{\tau_{max}}{\tau_{min}}}.$$

On a ainsi :

$$\tau_{min} = \frac{1}{a}\,\tau_{moy},$$

$$\tau_{max} = a\,\tau_{moy}.$$

On peut définir la demi-largeur de bande $\Delta\tau$:

$$\Delta\tau = \frac{1}{2}\left(a - \frac{1}{a}\right)\tau_{moy}.$$

La réponse théorique optimale pourrait être calculée de la manière suivante : soient τ_1, τ_2, τ_3 les trois retards de différentiation entrant dans les formules :

$$F_t - F_{t-\tau_r}.$$

Le signal total S_t, obtenu après trois différentiations, fonction de τ_1, τ_2, τ_3 a une certaine durée Γ (de l'ordre de $4\tau_{moy}$).

L'énergie utile due au signal sera :

$$E = \int_t^{t+\Gamma} S_t\,dt.$$

On peut donc avoir :

$$E_{\tau_{min}} = \int S_{\tau_{min}\,\tau_1\,\tau_2\,\tau_3}\,dt,$$

$$E_{\tau_{moy}} = \int S_{\tau_{moy}\,\tau_1\,\tau_2\,\tau_3}\,dt,$$

$$E_{\tau_{max}} = \int S_{\tau_{max}\,\tau_1\,\tau_2\,\tau_3}\,dt.$$

On pourra alors définir τ_1, τ_2, τ_3 :

— Soit par la régularité de la réponse,

— Soit par la protection contre les signaux parasites, c'est-à-dire, en admettant que le signal moyen est le plus probable :

$$E_{max} = E_{min} = \frac{E_{moy}}{k},$$

k étant une constante d'atténuation supérieure à 1.

Quoi qu'il en soit, cela conduit à des calculs assez longs, fonction des hypothèses de dimensionnement prises. Il semble plus facile d'aborder le problème d'une manière différente.

Les retards τ_1, τ_2, τ_3 des circuits de différentiation doivent être de l'ordre de la durée moyenne τ_{moy} des impulsions, de plus :

$$\tau_{min} < \tau_1, \tau_2, \tau_3 < \tau_{max}.$$

Cela est évident pour utiliser le maximum de l'énergie des impulsions.

On a donc les choix apparents suivants :

a) $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau_{moy}$

b) $\begin{cases} \tau_2 = \tau_{moy} \\ \tau_{min} \leqslant \tau_1 < \tau_2 < \tau_3 \leqslant \tau_{max}. \end{cases}$

On peut aisément faire le raisonnement qui suit :

— Il faut également favoriser les impulsions courtes, moyennes et longues.

— On a trois temps τ_1, τ_2, τ_3 à dimensionner. On ne peut donc passer chaque impulsion sans la modifier qu'une fois sur trois différentiations si on veut conserver la symétrie.

On obtient donc :

$$\tau_1 = \frac{1}{a}\,\tau_{moy} = \tau_{min},$$

$$\tau_2 = \tau_{moy},$$

$$\tau_3 = a\,\tau_{moy} = \tau_{max}.$$

Exemple : Impulsion de caractéristique τ 18 à 45 μs. On déduit la valeur des temps de corrélation τ_n :

$$\tau \left\{ \begin{array}{l} \tau_{moy} = 28\ \mu s = \tau_2 \\ \tau_{min} = 18\ \mu s = \tau_1 \\ \tau_{max} = 45\ \mu s = \tau_3 \end{array} \right\} \tau_n$$

Le tableau suivant donne les résultats prévisionnels, montrant que la courbe de réponse doit être très plate. Ces résultats sont parfaitement confirmés par l'expérience, comme le fait apparaître la courbe expérimentale de la fig. 17,

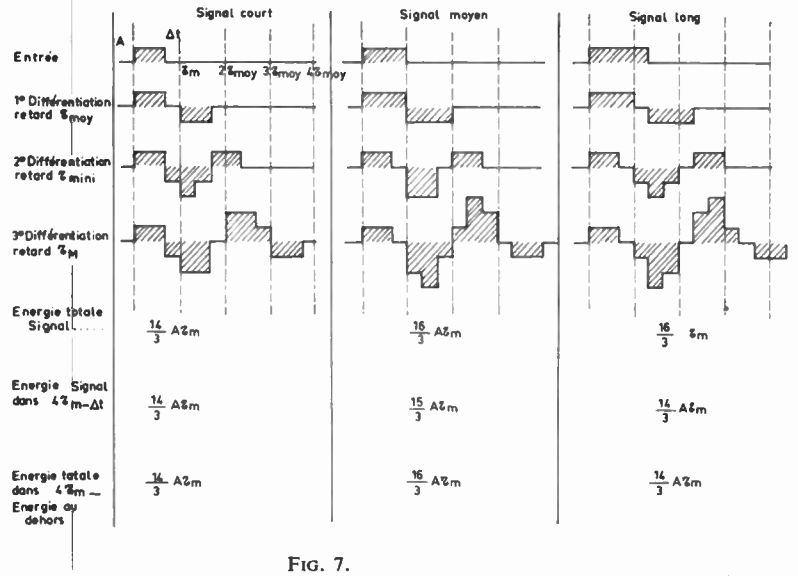


FIG. 7.

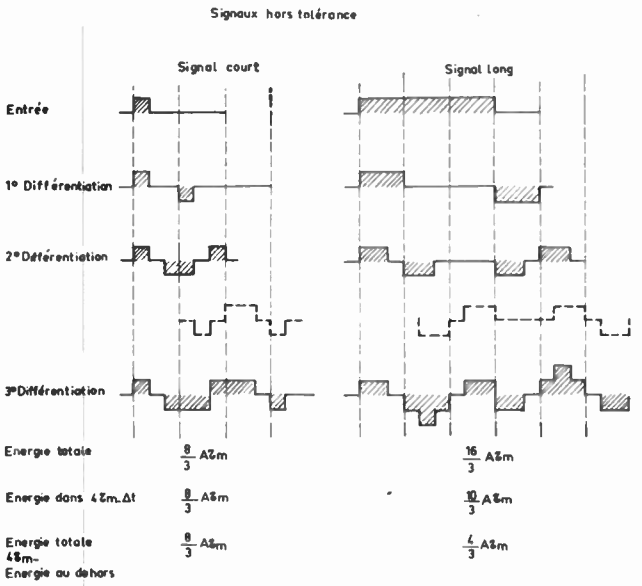


FIG. 8.

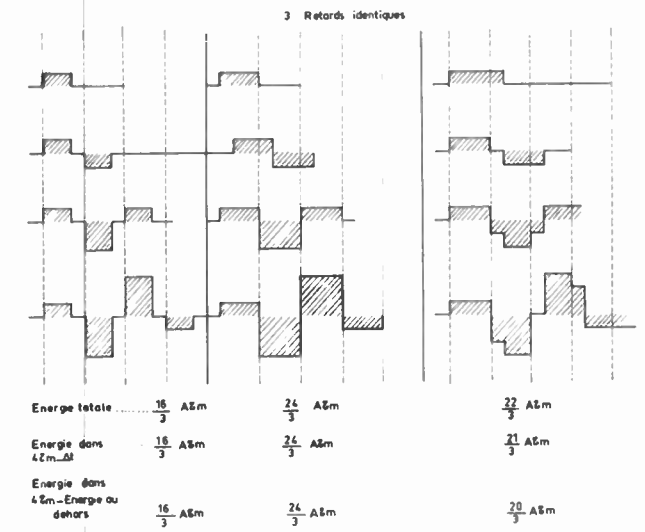


FIG. 9.

2.2.5. *Extraction des informations*

Les trois opérations linéaires de différentiation ont « mis en forme » le signal en le séparant de ses parasites. Cela ne signifie pas qu'il soit directement exploitable ; en effet, il se présente alors sous des formes d'allures diverses, et étalé sur une durée égale à quatre fois la durée moyenne du signal (fig. 7, 8, 9).

La surface « du paquet d'impulsions » qui constitue le signal et le caractérise, lorsqu'on l'observe par un moyen quelconque, a une signification précise et très simple : c'est l'énergie totale que contient le signal.

Autrement dit, après les opérations de filtrage linéaires précédemment exposées, si on veut tirer parti du maximum des possibilités qui sont offertes, il faut physiquement mettre en évidence l'énergie qui est le produit :

puissance instantanée × temps

En première approximation, on pourra se contenter de prendre la valeur de l'information *I* égale au produit module :

$\overline{\text{amplitude}} \times \text{temps}$

Cela revient à faire l'approximation d'une parabole représentant le carré de l'amplitude par deux segments de droite constituant le module de l'amplitude (fig. 10).

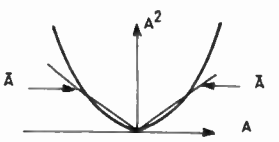


FIG. 10.

$$I = \int_{t}^{t+\tau} \bar{S}_t \, dt,$$

Le temps à prendre en considération est la durée la plus probable Γ du signal utile qui, après trois différentiations, est de l'ordre de :

$$4\,\tau_{moy} \quad \text{à} \quad 4\,\tau_{moy} - \Delta\tau,$$

τ_{moy} étant la durée moyenne du signal,

$\Delta\tau$ la demi-largeur de bande,

L'information *I* transportée par le signal est donc de la forme :

où $\bar{S}_t$ est le module de S_t, S_t étant le signal instantané recueilli après mise en forme, c'est-à-dire après les trois différentiations linéaires. Ce signal est quasiment calibré en durée et de l'ordre de $4\,\tau_{moy}$.

Il est bien évident que, quoi qu'on fasse, on ne peut pas éliminer tous les signaux parasites comme on l'a montré dans le tableau de la figure 6.

Il reste donc, avant et après le signal probable utile s_p des signaux parasites ayant les mêmes caractéristiques que le signal utile (fig. 11).

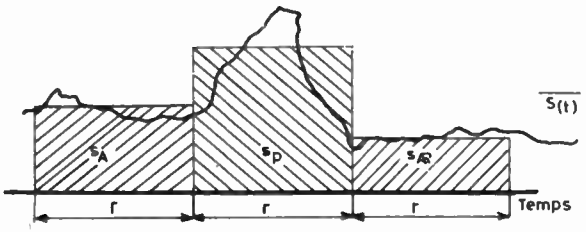


FIG. 11.

La probabilité pour que le signal s_p provienne de l'impulsion isolée et aléatoire est que son énergie, ou son équivalent approché (son information I), mesurée pendant la durée

$$T \cong 4\,\tau_{moy}\ ,$$

soit nettement supérieure à celle provenant des signaux parasites issus dans le temps avant et après.

Cette probabilité augmente si :

$$s_p \geqslant \frac{s_{AV}+s_{AR}}{2}.$$

L'information I_t instantanée sera donc de la forme :

$$I_t = \int_t^{t+\Gamma} \bar{S}_t\,dt - \frac{1}{2}\left[\int_{t-\Gamma}^{t} \bar{S}_t\,dt + \int_{t+\Gamma}^{t+2\Gamma} \bar{S}_t\,dt\right].$$

Ce calcul est effectué simplement en analogique à l'aide d'une ligne à retard fournissant, espacée en distance, la valeur du signal S_t à des instants séparés de δt en δt, δt étant un accroissement fini de temps. Pour obtenir l'intégration, il suffit de les sommer (à un coefficient près) en les additionnant à travers des résistances égales.

Le schéma (fig. 12) donne donc l'information I_t, à un coefficient près. En utilisant les propriétés de réflexion des lignes à retard sortie ouverte, on peut

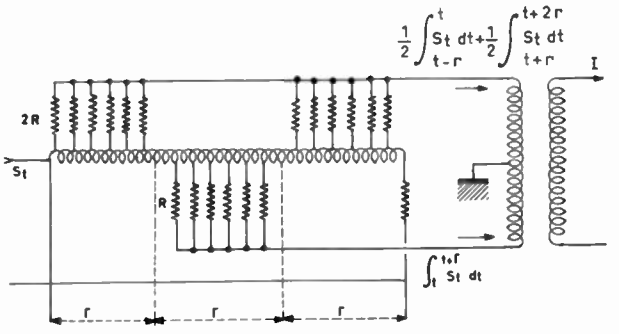


FIG. 12.

replier le montage sur lui-même en son milieu et on arrive à la réalisation pratique plus économique schématisée figure 13.

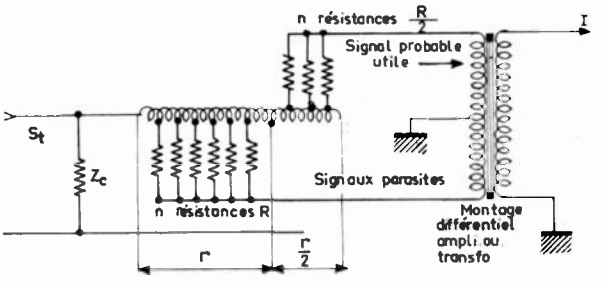


FIG. 13.

La réponse théorique et pratique à une impulsion unité de durée Γ est résumée par les graphiques de la figure 14.

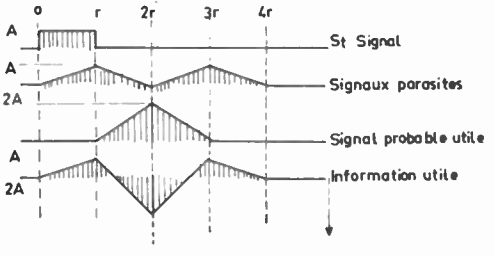


FIG. 14.

Remarque : On a pris comme information tout signal qui est tel que :

$$s_p \geqslant \frac{s_{AV}+s_{AR}}{2},$$

c'est-à-dire, tout signal qui commence a être probable. On peut introduire un certain coefficient de probabilité tel que, par exemple, le signal utile soit égal au signal parasite qui l'accompagne. Cette définition avec le coefficient k de sécurité choisi semble être à retenir.

En effet, elle conduit à l'information I de la forme :

$$I_t = s_p - \frac{k}{2}(s_{AV}+s_{AR}) \qquad (\text{où } k=2),$$

ou explicité :

$$I_t = \int_t^{t+\Gamma} \bar{S}_t\,dt - \frac{k}{2}\left[\int_{t+\Gamma}^{t+2\Gamma} \bar{S}_t\,dt + \int_{t-\Gamma}^{t} \bar{S}_t\,dt\right],$$

qui est négative, en l'absence de signal utile, donc n'a pas de sens et peut être supprimée pratiquement par divers moyens (diode par exemple). Les valeurs à employer sont celles mentionnées sur la figure 15.

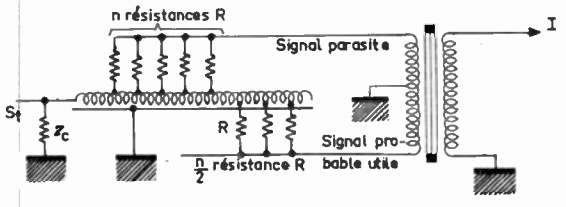


FIG. 15.

Ce montage présente en outre la propriété d'être sensible à la durée des impulsions comme on peut le voir sur les signaux stylisés (fig. 16) et la courbe expérimentale relevée (fig. 17*a* et *b*).

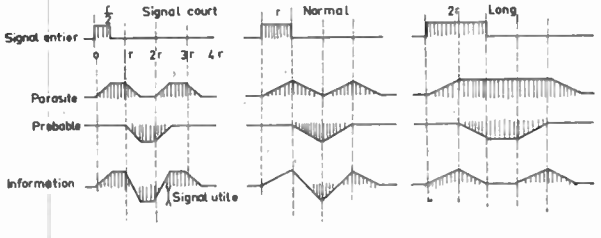


FIG. 16.

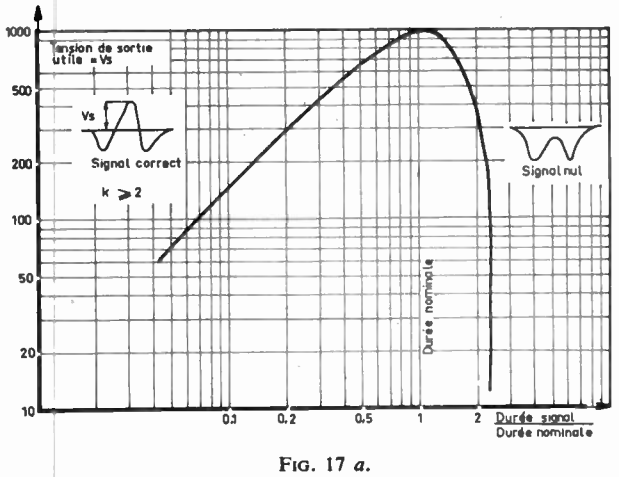


FIG. 17 *a*.

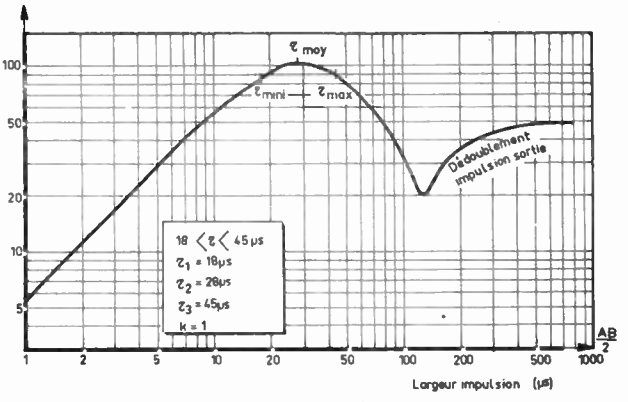


FIG. 17 *b*.

2.2.6. *Variantes d'extraction du signal*

L'information I_t la meilleure est celle qui a été définie à partir du signal S_t après filtrage pur :

$$I_t = \int_t^{t+\Gamma} \bar{S}\,dt - \frac{k}{2}\left[\int_{t-\Gamma}^{t} \bar{S}_t\,dt + \int_{t+\Gamma}^{t+2\Gamma} \bar{S}_t\,dt\right]$$

où k est un coefficient de sécurité supérieur ou égal à un.

On appelle ce système d'extraction filtrage à trois fenêtres car, effectivement, on s'intéresse pour un signal donné à ce qui s'est passé avant et après (fig. 18).

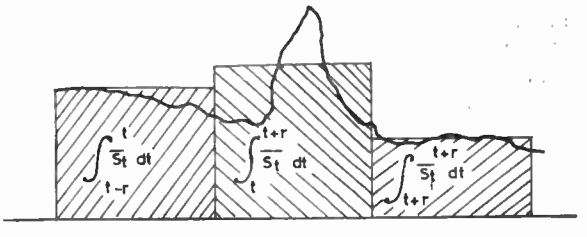


FIG. 18.

Cette méthode est celle qui est la plus fine et la plus satisfaisante. Cependant, des méthodes moins évoluées peuvent être employées si les exigences sont moins grandes.

Variante 1 : Différentiation intégration.

Cette méthode qui peut être matérialisée très facilement de façon approchée (fig. 19) consiste à prendre l'information I_1 de la forme :

$$I_1 = \int_t^{t+\Gamma} (\bar{S}_t - \bar{S}_{t-\Gamma})\,dt.$$

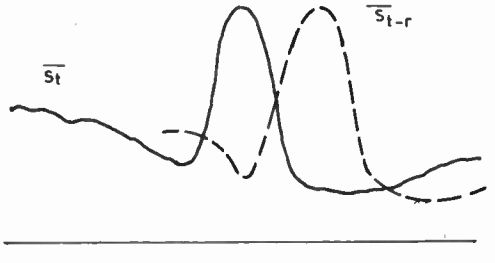


FIG. 19 *a*.

La justification est schématisée par les figures ci-contre et consiste :

— à éliminer la puissance moyenne des signaux par une différentiation opération $(S_t - S_{t-\Gamma})$. On obtient ainsi un signal symétrique (fig. 19*b*).

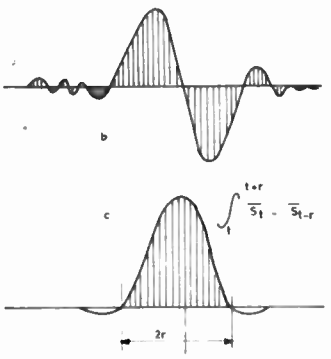


FIG. 19 *b* et *c*.

— à faire apparaître l'énergie dans la durée Γ du signal (durée la plus probable) par intégration, d'où la formule proposée :

$$I_1 = \int_t^{t+\Gamma} (\bar{S}_t - \bar{S}_{t-\Gamma})\, dt.$$

Cette méthode, en fait, ne s'intéresse qu'au signal utile supposé et au signal qui lui succède. Elle est donc moins bonne que la précédente qui comparaît le signal utile supposé à celui avant et après. L'information I_1 fait apparaître les fronts d'onde un à un, alors que l'information I tient compte des deux fronts de l'impulsion.

La réalisation approchée peut être très simple et donnée par la figure 20.

$$I_1 \cong \int_t^{t+\Gamma} (S_t - S_{t-\Gamma})\, dt$$

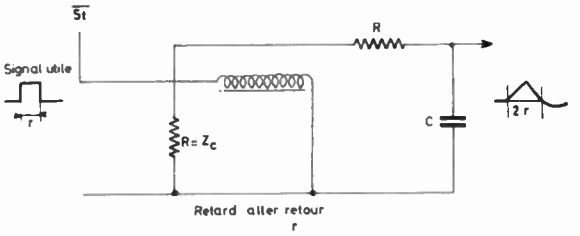


FIG. 20.

— à en soustraire l'énergie des signaux parasites qui lui succèdent en supposant que les signaux parasites n'ont pas évolué pendant ces deux instants.

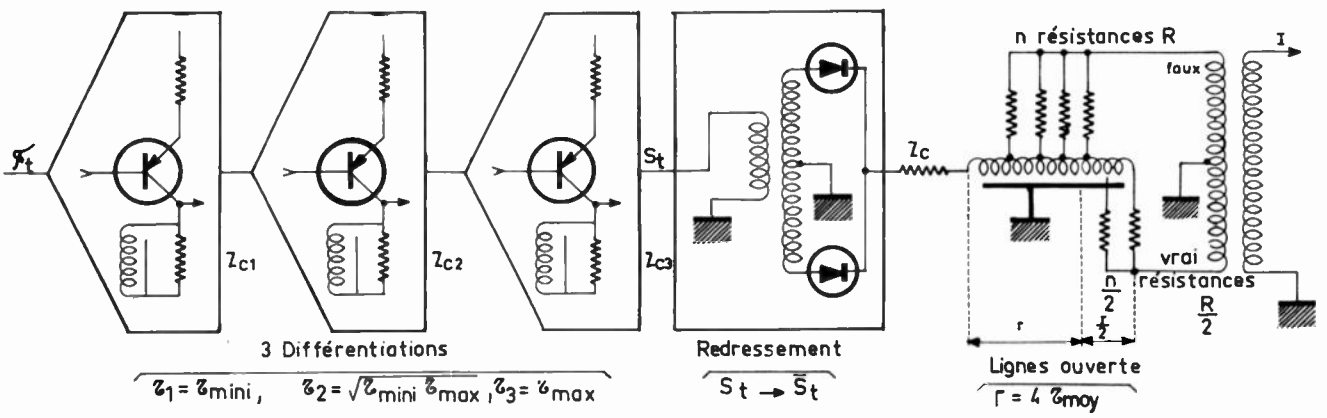
On voit par conséquent que cette méthode est également moins bonne que la méthode proposée qui, en fait, exprime qu'au moment de la mesure, les signaux parasites les plus probables sont la moyenne des signaux qui « encadrent » le signal supposé utile.

2.2.7. *En résumé*

Il s'agit de filtrer au mieux des informations constituées par des impulsions de durée t comprise entre :

$$\tau_{min} < t < \tau_{max}$$

On adoptera le schéma (fig. 21).



Variante 2 : Intégration différentiation.

On prend l'information de la forme :

$$I_2 = \int_t^{t+\Gamma} \bar{S}_t\, dt - \int_{t-\Gamma}^{t} \bar{S}_t\, dt.$$

Ce qui revient encore :

— à faire apparaître l'énergie globale du signal utile et des parasites,

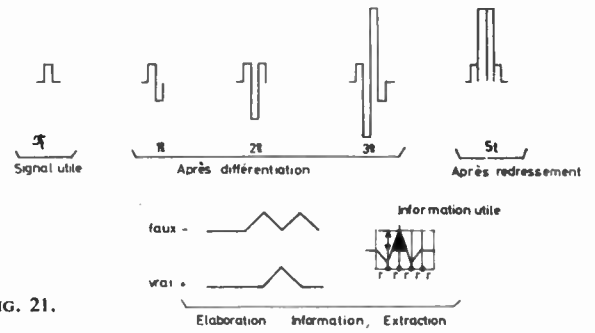
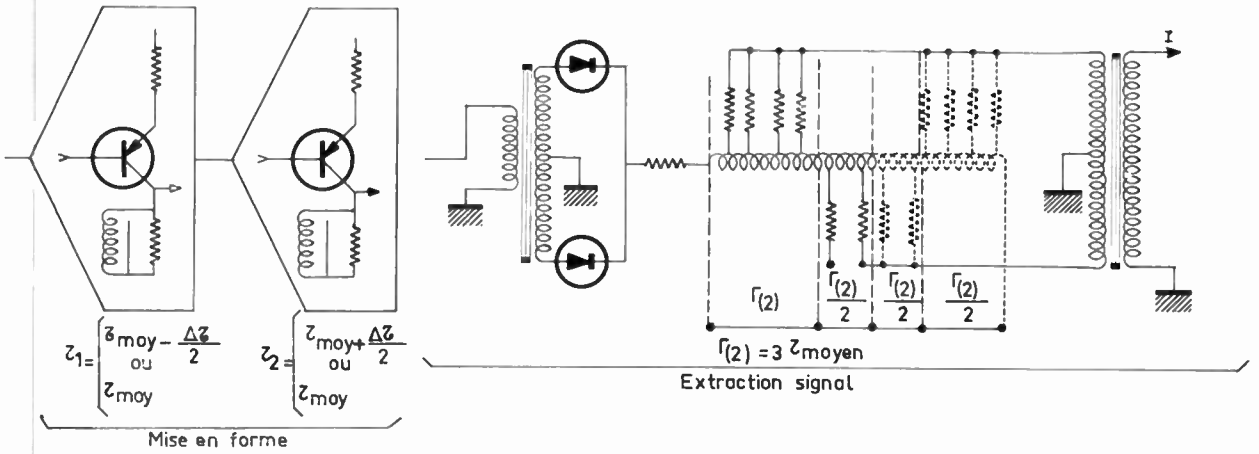


FIG. 21.

Le coefficient k de sécurité est supérieur ou égal à un. Le temps de résolution sans perte d'information (sans interférence de deux signaux) est de 2Γ au minimum, soit $8\tau_{moy}$.

Remarque : Si la courbe moyenne des signaux parasites n'est pas trop importante (coefficient $\left(\frac{\partial^2 f}{2!\,\partial t^2}\right)_0 = b$ faible, entraînant $b\tau^2$ petit par rapport au signal à exploiter), on pourra éliminer les effets de cette courbe pendant l'extraction du signal, en utilisant le schéma de la figure 22.



Le temps de résolution diminue légèrement et il est possible de séparer deux signaux éloignés de $6\tau_{moy}$ au lieu de 8.

Le coefficient de sécurité $k = 1$ présente l'avantage de ne pas donner de réponse moyenne négative après le début de l'attaque de la courbure, mais donne un signal parasite pendant l'attaque. Il semble préférable de prendre $k = 1$ au lieu de $k = 2$ car, dans ce dernier cas, il reste un courant moyen ou information négative qui, si elle joue dans le sens de la sécurité, diminue les performances générales.

On voit ainsi le rôle tenu par la troisième différentiation qui fait disparaître le signal permanent dû à la courbure.

Les figures 24 donnent des exemples de performances relevés pratiquement.

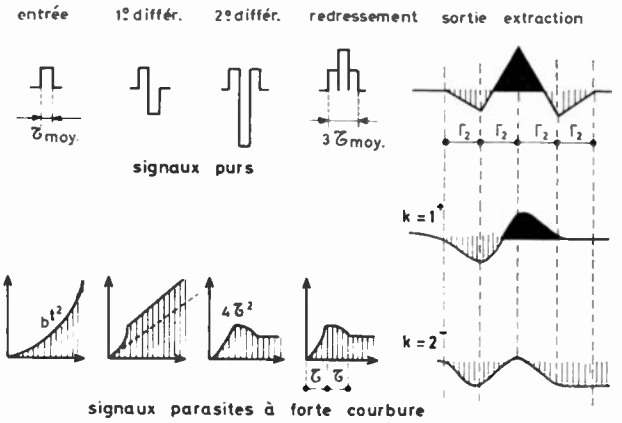


FIG. 22.

3. Filtrage impulsionnel : cas d'un train d'impulsions

Un message utile est très souvent contenu dans un train de n impulsions, de durée τ_n définie à $\pm\Delta\tau_n$ et retardée par rapport à une origine d'un temps R_n (fig. 25).

Ce codage peut être volontaire (codage militaire, enregistrement magnétique de sécurité) ou provenir d'un processus physique de mesure tel que : effet Doppler-Fizeau sur but à vitesse relative constante, échos radar (à fréquence de récurrence constante ou codée), etc.

Ce train d'impulsions est accompagné très souvent de signaux parasites (bruit, échos diffus, échos fixes).

Le problème pratique est de voir comment améliorer le rapport signal utile/signal parasite.

Dans la pratique, très souvent, les impulsions élémentaires ont des durées τ quasi identiques :

$$\tau = \tau_{moy} \pm \Delta\tau,$$

séparées par des retards R presque constants :

$$R = R_{moy} \pm \Delta R.$$

On va donc examiner plus attentivement le cas d'un train d'impulsions récurrentes.

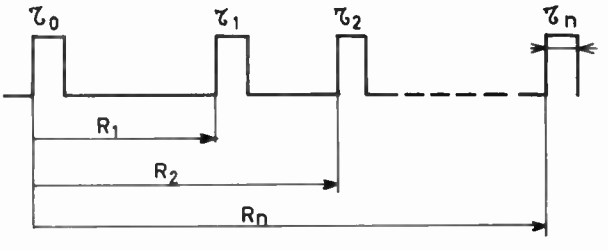


FIG. 25.

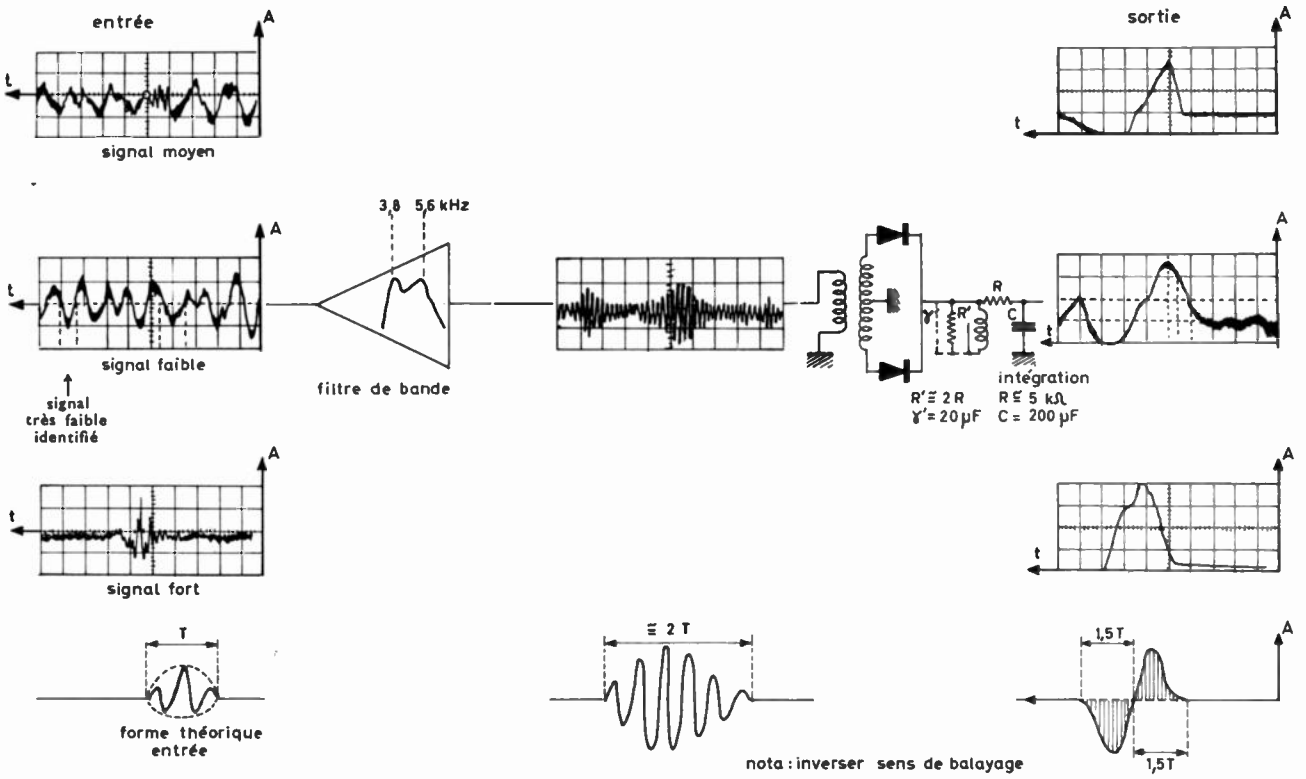

entrée
A
t
signal moyen
sortie
A
t
3,8 5,6 kHz
A
t
signal faible
signal très faible identifié
filtre de bande
R
C
R'
γ'
t
A
intégration
R' ≅ 2 R
γ' = 20 μF
R ≅ 5 kΩ
C = 200 μF
A
t
signal fort
A
t
T
forme théorique entrée
≅ 2 T
1,5 T
A
1,5 T
nota : inverser sens de balayage

FIG. 23.

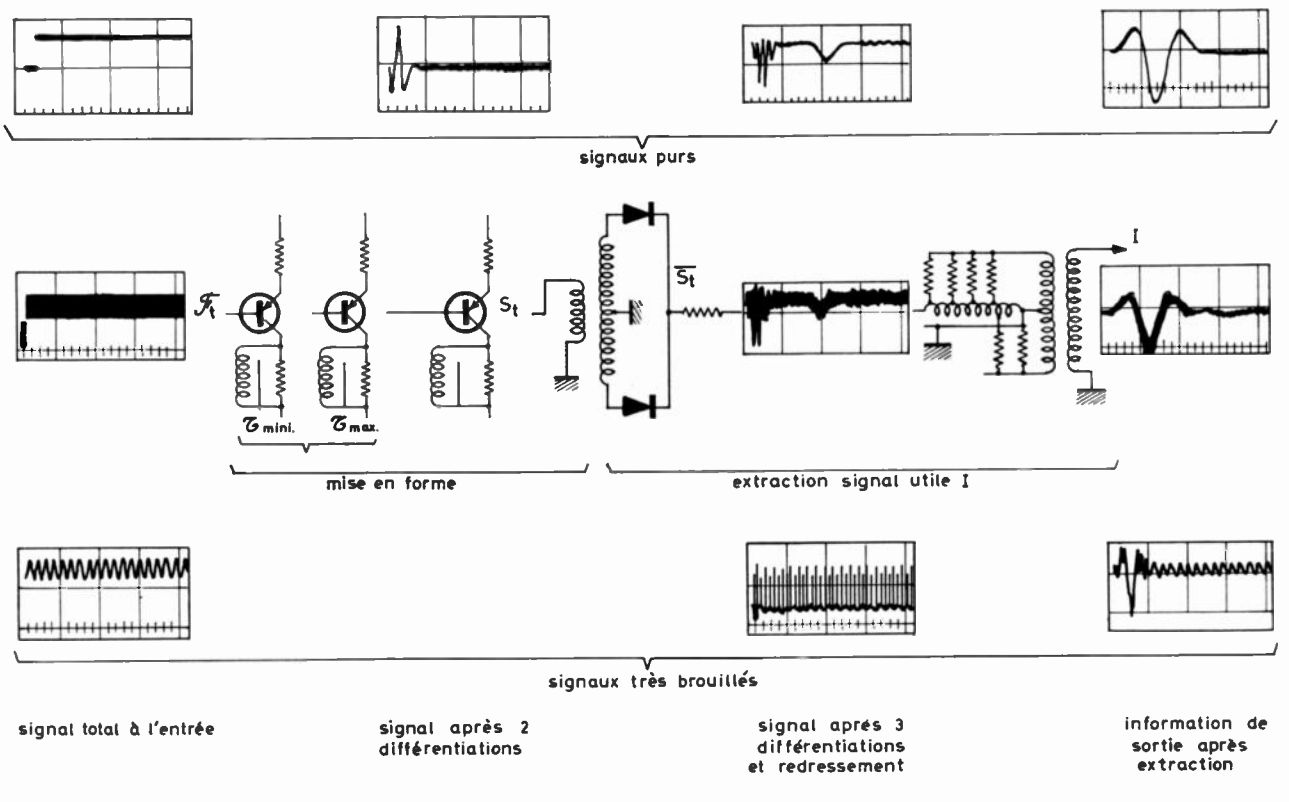

signaux purs
$\mathcal{F}_t$
S_t
$\overline{S_t}$
I
$\tau_{mini.}$
$\tau_{max.}$
mise en forme
extraction signal utile I
signaux très brouillés
signal total à l'entrée
signal après 2 différentiations
signal aprés 3 différentiations et redressement
information de sortie après extraction

FIG. 24.

3.1. Train d'impulsions récurrentes

Le train contient n impulsions de durée moyenne $\mathcal{C}_{moy}$, d'amplitude A_p retardée par rapport à la précédente d'un temps R_{moy} (fig. 26) :

— l'amplitude A_p peut être fonction de la position de l'impulsion dans le train,

— la durée $\mathcal{C}$ moyenne a une fluctuation $\pm\Delta\mathcal{C}$,

— le retard R moyen a une fluctuation $\pm\Delta R$.

Les signaux parasites, eux, sont quelconques.

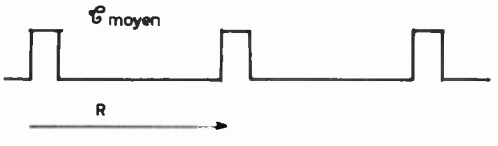


Fig. 26.

On peut donc affirmer que l'on obtiendra une meilleure identification :

a) en prenant chaque impulsion élémentaire,

b) en cumulant les énergies de chaque impulsion élémentaire.

La condition (*a*) revient à appliquer le principe de filtrage applicable à une impulsion unique.

La condition (*b*) conduit à cumuler les énergies élémentaires de chaque composant du message, sans cumuler les énergies des signaux parasites.

Pour cela, on verra qu'il faut travailler linéairement sur les amplitudes.

En effet, si nous retardons la première impulsion de nR, la deuxième de $(n-1)R$, etc., on obtient en phase les n impulsions du train et on a un signal total S égal à la somme des amplitudes élémentaires (fig. 27) :

$$S = \sum_0^n A_p.$$

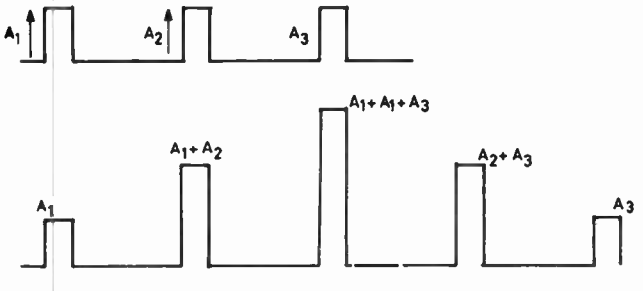


Fig. 27.

Si Δp est le signal parasite accompagnant l'impulsion de position p, on a le signal parasite S_p :

$$S_p = \sum_0^n \Delta p.$$

Le rapport signal/parasite est $\dfrac{\sum_0^n A_p}{\sum_0^n \Delta p}$.

Si Δp est un signal aléatoire et si n est grand $\sum_0^n \Delta p$ tend vers zéro et, de toute manière, sera toujours inférieur à la somme des modules :

$$\sum_0^n \Delta p \leqslant \sum_0^n \overline{\Delta p},$$

alors que, pour le signal utile, on peut avoir :

$$S = \sum_0^n A_p = \sum_0^n \overline{A_p},$$

ce qui donne bien :

$$\frac{\sum_0^n A_p}{\sum_0^n \Delta p} \geqslant \frac{\sum_0^n \overline{A_p}}{\sum_0^n \overline{\Delta p}}.$$

Si Δp est un signal « régulier », c'est-à-dire lentement variable, et de la forme :

$$\Delta p = \Delta_0 + at + bt^2,$$

on peut éliminer presque totalement l'influence de ces signaux par le filtrage de chaque impulsion.

On voit donc que par l'*empilage* du signal, on améliore le rapport signal/parasite.

3.1.1. *Réalisation pratique de l'empilage*

Mesure du retard moyen, s'il est inconnu.

Si on dispose d'une ligne à retard passant correctement le signal $\mathcal{F}_t$, on réalise l'empilage en répartissant des prises introduisant des retards (fig. 28) :

$$R_1 = 1\ R_{moy}$$

$$R_2 = 2\ R_{moy}$$

$$R_n = n\ R_{moy}.$$

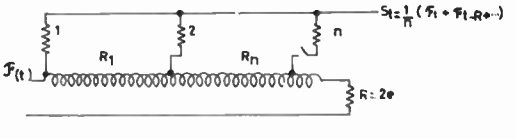


Fig. 28.

On peut noter au passage que le train d'impulsions peut être codé en retard (retard élémentaire d'une impulsion sur la précédente non identique dans le

même train). On réaliserait alors un filtre impulsionnel en « peigne » qui donne une sortie maximale n lorsque toutes les impulsions élémentaires sont présentes simultanément sous les diverses prises de mélange.

En revenant au cas des impulsions récurrentes, à l'aide de résistances identiques, on peut avoir le signal :

$$S_t = \frac{1}{n}(\mathcal{F}_t + \mathcal{F}_{t-R} + \mathcal{F}_{t-2R} + \ldots + \mathcal{F}_{t-nR}).$$

Si le retard est inconnu, il suffit de déplacer la prise faisant varier le retard R_1 pour déterminer la position qui donne le signal S_t ayant le meilleur rapport signal/bruit ou échos diffus. On peut procéder de proche en proche et avoir accès expérimentalement à la valeur des retards R (et éventuellement à leur répartition s'ils n'étaient pas identiques).

Le traitement du signal S_t se fait ensuite, soit par impulsions unitaires si le facteur de forme est faible, soit, ce qui est généralement le cas, sur la durée globale $2nR_{moy}$, si le facteur de forme est de l'ordre de 0,5.

Cette méthode a été expérimentée avec succès et a permis de vérifier les valeurs de retard moyen à considérer dans un signal complexe, valeurs auparavant déterminées par le calcul.

3.2. Cas d'un train d'impulsions récurrentes a fort taux de remplissage et a amplitude moyenne nulle

On rencontre souvent dans la pratique des trains d'impulsions élémentaires de durée $\mathcal{C}$ plus ou moins arrondies tels que ceux définis, figure 29, l'ensemble du train ayant une durée T.

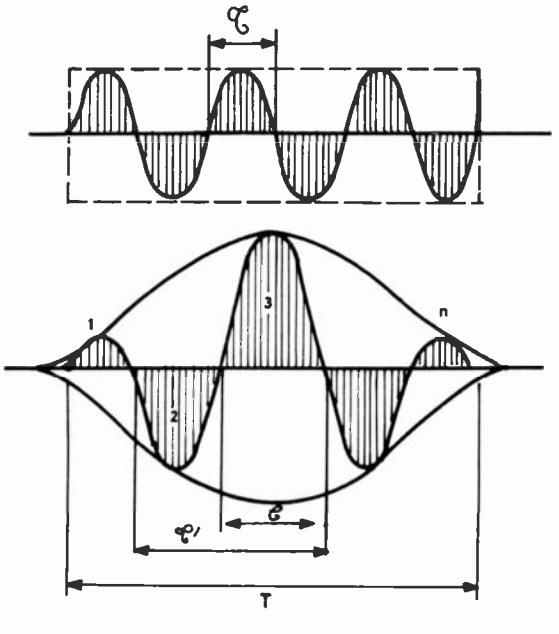


Fig. 29.

On peut alors définir :

a) une enveloppe des impulsions déterminée en fonction du temps $E(t)$,

b) une fréquence moyenne $f_p = \frac{1}{\mathcal{C}'}$ ou encore, si on a n impulsions pendant la durée T :

$$f_p = \frac{n}{2T}.$$

Le signal se présente donc sous la forme :

$$\mathcal{F}_t = E_t \cdot \sin 2\pi f t.$$

Il est donc loisible de le décomposer en série ou intégrale de Fourrier pour avoir son spectre.

Nous avons été conduits dans plusieurs problèmes physiques à définir « l'espace ou le temps de définition » qui est l'espace ou le temps pendant lequel on connaît la fonction ou pendant lequel elle peut exister (étude des champs à l'intérieur d'un guide par exemple). L'expérience nous a montré que, dans ce cas, on obtient d'excellents résultats en faisant une décomposition en série de Fourrier qui donne des spectres de raies.

On peut ainsi très rapidement savoir quelles sont les raies négligeables par rapport aux échos parasites et bruit. On a alors défini un signal dont le spectre est limité et qui peut être filtré à l'aide d'un filtre défini par une bande passante de fréquence.

On a ainsi transformé le problème impulsionnel en problème harmonique.

3.2.1. *Exemple pratique de mise en application*

On avait à traiter le signal brut représenté figure 30, qui devait avoir, d'après des considérations théoriques et pratiques, des propriétés de symétrie.

Un fort signal donne la durée totale T (ici = 600 μs).

Le nombre d'impulsions positives ou négatives est de l'ordre de 5 pour ce temps, soit $\mathcal{C} \cong 120$ μs.

Pour un petit signal on trouve $\mathcal{C} \cong 100$ μs.

On déduit :

$$f_p \cong \frac{n}{2T} \cong \frac{1}{2\mathcal{C}} \cong 4{,}2 \text{ à } 5 \text{ kHz},$$

$$f_{pmoy} \cong 4{,}6,$$

$$f_M = \frac{1}{2T} \cong 0{,}83 \text{ kHz}.$$

Le signal peut donc se mettre, en tenant compte que l'on a une enveloppe approximativement sinusoïdale, sous la forme :

$$\mathcal{F}_t \cong E \cos 2\pi f_M t \cos 2\pi f_p t$$

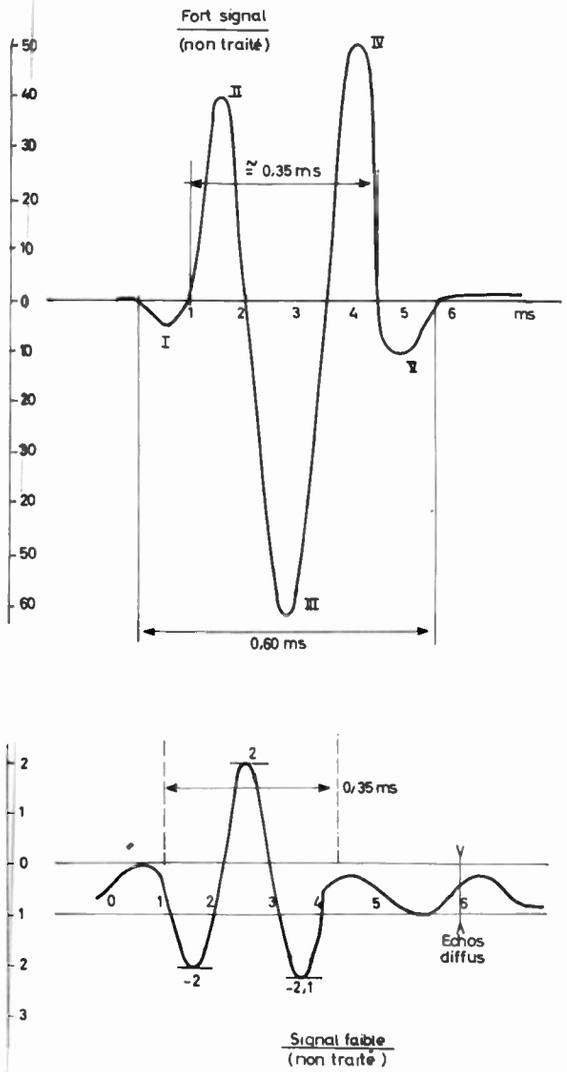


FIG. 30.

qui peut se mettre encore sous la forme :

$$\mathcal{F}_t = \frac{E}{2}[\cos 2\pi(f_p - f_M)t + \cos 2\pi(f_p + f_M)t].$$

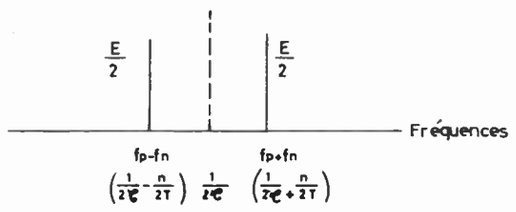


FIG. 31.

On a donc un signal qui, lorsqu'il existe, est matérialisé par un spectre constitué de deux raies principales (fig. 31).

On doit donc disposer d'un filtre harmonique ayant une bande passante :

$$f_{min} \quad 4{,}6 - 0{,}8 = 3{,}8 \text{ kHz},$$

$$f_{max} \quad 4{,}6 + 0{,}8 = 5{,}4 \text{ kHz}.$$

Remarque : On pourrait envisager de supprimer les fréquences centrales de l'ordre de 4,6 kHz mais bien que, théoriquement, ce soit un avantage ; pratiquement, le manque de précision de définition laisse supposer que l'intérêt sera faible et l'expérience l'a confirmé.

On peut alors déterminer par les méthodes traditionnelles le filtre correspondant dont la courbe de réponse harmonique est donnée, à titre indicatif, figure 22.

Il faut bien remarquer que tous les signaux doivent être, jusqu'à ce stade, traités absolument de façon linéaire (sans distorsion ni ronflements parasites d'alimentation, en particulier). *On pourrait dire, en termes imagés, que ce circuit* reconnaît *le signal et le met en forme en doublant approximativement sa durée* (valeur conforme aux méthodes de traitement impulsionnelles pures).

Il reste alors à extraire le signal.

3.2.2. *Extraction du signal*

Le signal peut être considéré comme un paquet d'impulsions de durée $2T \cong 1\,200$ μs qui, après redressement et filtrage avec une constante de temps de l'ordre de $\mathcal{C} = 100$ ms, doit être traité par les moyens impulsionnels comme on l'a déjà vu.

Nous avons, pour des raisons de commodité et de rapidité de réalisation, adopté le système le plus simple possible, c'est-à-dire le système décrit dans le chapitre précédent.

Le schéma et les performances réalisées sont donnés en figure 23. On peut constater que les résultats obtenus sont remarquables.

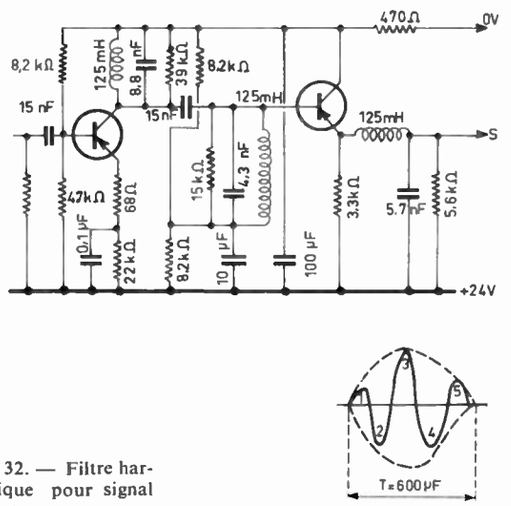


FIG. 32. — Filtre harmonique pour signal ci-contre.

FIG. 32.

4. Conclusion

Les méthodes que nous venons de décrire nous ont conduits à des résultats pratiques remarquables. Il serait intéressant que des théoriciens se penchent dessus, pour en tirer le meilleur parti et il est certain que cette méthode devrait donner de bons résultats dans les techniques de détection impulsionnelle, RADAR ou SONAR.

* * *

Nous remercions la Compagnie de SAINT-GOBAIN, en la personne de M. SLABODSKY qui a bien voulu laisser publier cette étude, ainsi que MM. DENIS et PILLON qui ont activement collaboré aux essais. Nous avons le plaisir de rappeler les fructueux échanges de vue avec le Service Automatisme de la CSF qui a mis en pratique certaines de ces méthodes.

ANNEXE

LIGNE A RETARD EN COURT CIRCUIT DÉGÉNÉRÉE

Si on ne s'intéresse pas aux petites impulsions, et en particulier à la raideur des fronts de montée, on peut confectionner une ligne à retard comportant un petit nombre de cellules (fig. 33). Il est bien évident qu'il en faut une, au minimum, on obtient alors une ligne à retard dégénérée.

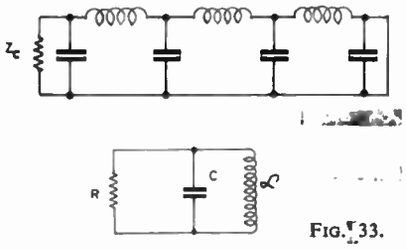


FIG. 33.

Le problème est de recueillir la meilleure réponse en impulsion et la plus proche de la ligne à retard.

Si on impose le courant échelon i_0 à ce dernier circuit, on trouve que le courant i_R dans la résistance est :

$$\frac{L}{C} < 4R^2 : \quad i_R = i_0 e^{-\frac{t}{2RC}} \sin t \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}},$$

$$\frac{L}{C} > 4R^2 : \quad i_R = i_0 e^{-\frac{t}{2RC}} \operatorname{sh} t \sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}},$$

$$\frac{L}{C} = 4R^2 : \quad i_R = i_0 e^{-\frac{t}{2RC}} \times \frac{t}{2RC}.$$

La réponse au régime critique $\frac{L}{C} = 4R^2$ est donnée à titre indicatif et présente quelques inconvénients, dus au traînage, voir figure 34.

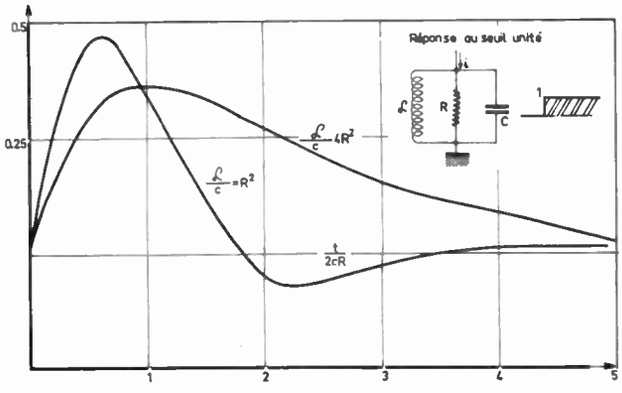


FIG. 34.

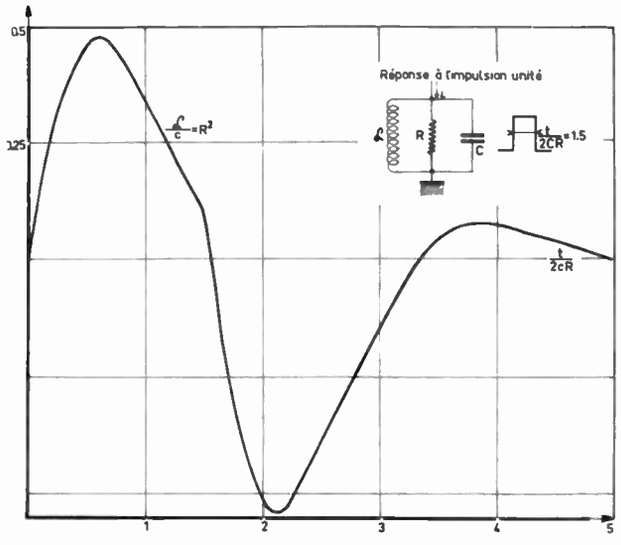


FIG. 35.

La forme optimale de la réponse en courant est obtenue avec les valeurs très voisines :

$$\frac{L}{C} = R^2,$$

qui donnent une réponse où il n'y a pratiquement aucune oscillation secondaire (deuxième oscillation très faible).

Quand on travaille en énergie (fig. 35), la réponse optimale se situe aux environs de l'instant t tel que :

$$t = 3RC.$$

Cette relation s'obtient en recherchant le maximum :

$$\frac{\text{Energie de sortie}}{\text{Energie d'entrée}}$$

donc de :

$$\frac{\text{Surface d'impulsion de sortie}}{\text{Surface d'impulsion d'entrée}}$$

ce qui donne :

$$C = \frac{t}{3R}, \quad \text{et} \quad L = \frac{t}{3}R.$$

Si on se fixe L de manière à ce que toutes les selfs soient identiques :

$$R = \frac{3L}{t} \quad \text{et} \quad C = \frac{t^2}{9L}.$$

RECHERCHES SUR LES CHAMBRES D'IONISATION REMPLIES D'UN LIQUIDE DIÉLECTRIQUE*

PAR

D. BLANC, J. MATHIEU, L. TORRES
et P. VERMANDE,

Centre de Physique Nucléaire, Faculté des Sciences, Toulouse

1. Introduction

Le pouvoir d'arrêt des liquides, pour les particules nucléaires, est beaucoup plus grand que celui des gaz : il est donc très intéressant d'étudier des chambres d'ionisation à remplissage liquide. De telles recherches sont déjà anciennes, et parmi les travaux publiés, on peut citer ceux de P. CURIE [1], de JAFFÉ [2], d'ADAMCZEWSKI [3], de ROGOZINSKI [4], de SAN PAO [5], etc.

Ces recherches n'avaient jamais conduit à des détecteurs utilisables pratiquement ; c'est pourquoi nous avons décidé de reprendre le problème. En effet, un tel détecteur doit pouvoir trouver des applications dans la mesure de l'intensité absolue de sources radioactives, dans la détection de particules très rapides, puisque les remplissages organiques sont riches en hydrogène. De plus, la composition des liquides organiques est voisine de celle des tissus biologiques, et ces détecteurs peuvent s'avérer très intéressants dans la dosimétrie pratique.

Nous avons sélectionné l'hexane normal qui présente un certain nombre d'avantages : la molécule possède un moment dipolaire nul et la conductibilité naturelle est très faible ; ce produit est relativement facile à purifier et la présence d'autres alcanes ne perturbe pas le fonctionnement ; enfin sa température d'ébullition étant de 68,7 °C et sa température de fusion de −95 °C, il est utilisable dans une gamme étendue de températures.

2. Dispositifs expérimentaux utilisés

2.1. CHAMBRES D'IONISATION

Dans la plupart de nos expériences, nous employons des chambres à électrodes planes parallèles, avec ou sans électrode de garde, afin de réaliser un champ électrique uniforme. La figure 1 donne le schéma d'un des prototypes : la distance d des électrodes est réglable entre 0 et 5 mm. Il faut que les courants de fuite à travers les passages isolants soient très faible, par rapport au courant qui traverse le liquide, pour que les mesures électrométriques soient valables. Nous avons adopté des passages de téflon, dont la résistivité naturelle est voisine de $10^{19}\ \Omega \cdot$ cm à la température ambiante.

Pour certaines études, et particulièrement dans nos recherches actuelles sur l'allure des réseaux de caractéristiques pour diverses particules incidentes, nous

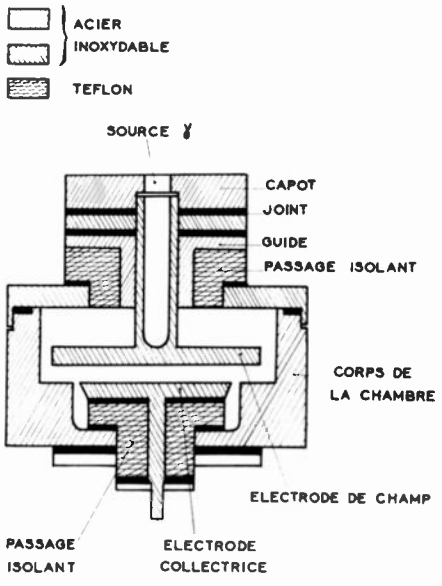


FIG. 1. — Vue en coupe d'une chambre d'ionisation à électrodes planes et parallèles.

(*) Ces recherches ont été effectuées à la Faculté des Sciences de Toulouse sous contrat du Commissariat à l'Energie Atomique (S.C.R.G.R.).

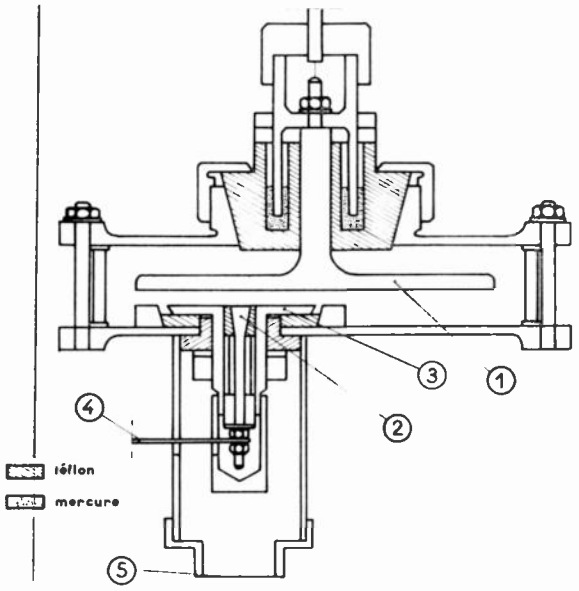


FIG. 2. — Vue en coupe d'une chambre d'ionisation conçue pour les études en impulsions et en courant.
1) Electrode plane.
2) Electrode pour étude en impulsions.
3) Electrode pour étude en courant.
4) Sortie vers l'électromètre.
5) Blindage à la masse.

avons réalisé une chambre représentée sur la figure 2 : l'électrode supérieure est un plan de grande surface qui porte une source de ^{210}Po, et qui peut tourner en face d'une électrode inférieure en forme d'hémisphère : on peut ainsi retirer ou introduire la source α dans le volume sensible. D'autre part, le corps de la chambre contient une certaine quantité d'hexane liquide, que l'on chauffe très doucement : la distillation produit entre les deux électrodes une gouttelette de liquide très pur, de volume constant (le courant résiduel pour cette chambre est de l'ordre de 10^{-14} A/cm²).

2.2. Purification de l'hexane

Le courant d'ionisation créé par le rayonnement à doser est toujours faible (de l'ordre de 10^{-11} A/cm² pour une source de ^{60}Co de 10 mCi placée à 5 mm du volume sensible de la chambre d'ionisation représentée sur la figure 1) et il est indispensable d'utiliser un liquide aussi pur que possible. La physique de l'état liquide est d'ailleurs dominée par ce problème de purification, comme l'ont démontré certains résultats divergents présentés en 1963 à la conférence de Durham [6, 7]. Le courant résiduel est essentiellement dû aux impuretés à caractère ionique qui subsistent toujours dans le liquide, quel que soit le mode de purification [8] ; enfin, la présence de traces d'eau augmentant très rapidement la conductibilité, le liquide doit être soigneusement déshydraté [9].

L'hexane employé est traité par l'oléum, séché sur sodium, puis distillé très soigneusement. Avant d'introduire le liquide à l'intérieur de la chambre, cette dernière est lavée à l'éthanol, étuvée à 80 °C, lavée par de l'hexane purifié, étuvée une seconde fois à 80 °C. Ce procédé n'est pas encore assez efficace et nous comptons le compléter par une chromatographie préparative en phase gazeuse.

2.3. Appareils de mesure et de comptage

Pour mesurer le courant résiduel et le courant d'ionisation dans le liquide, nous utilisons un électromètre à condensateur vibrant, équipé de résistances égales à 10^8, 10^{10} et 10^{12} Ω ; les résultats sont recueillis sur un enregistreur graphique dont la vitesse de déroulement est de 16 cm/h.

La haute tension alimentant la chambre est constituée par une batterie de piles sèches permettant d'atteindre 5 000 V par échelons successifs de 90 V.

Pour rechercher les impulsions créées par les particules individuelles, nous employons un amplificateur linéaire de gain maximal égal à 200 000, suivi d'un système classique de mise en forme et de numération ; en parallèle est disposé un oscillographe cathodique équipé d'un système photographique.

Les perturbations électriques venant de l'extérieur (particulièrement du générateur de neutrons) peuvent être éliminées par une cage de Faraday entourant l'ensemble des appareils.

3. Courant résiduel dans le liquide

Une étude systématique de tous les paramètres a été effectuée [8, 10, 11]. En voici les principaux résultats :

— Immédiatement après l'application de la haute tension, le courant résiduel subit des variations rapides autour de sa valeur moyenne ; ces fluctuations s'atténuent rapidement, en même temps que leur fréquence diminue ; trente minutes à une heure après la mise sous tension du liquide, le courant résiduel atteint une valeur moyenne constante, avec des fluctuations inférieures à cinq pour cent de cette valeur. Ce phénomène est dû à la présence d'impuretés à caractère ionique, qui s'éliminent progressivement par purification électrolytique.

— En fonction de la température, le courant varie selon la courbe représentée sur la figure 3 ; cela semble

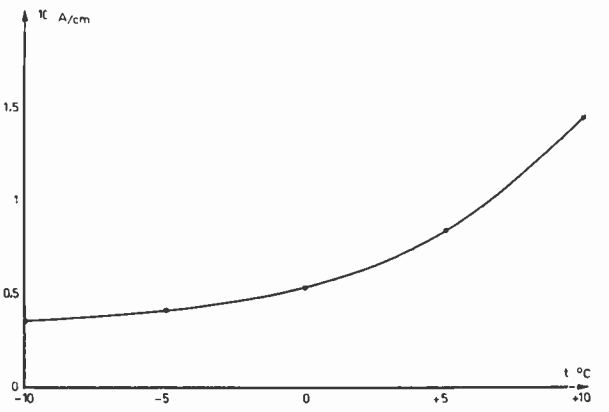


FIG. 3. — Variation du courant résiduel en fonction de la température (chambre d'ionisation de la figure 1, $E = 8\,200$ V/cm).

dû en grande partie à l'effet thermoionique depuis les électrodes.

— Au-dessus d'une certaine valeur du champ électrique (40 000 à 80 000, V/cm selon le degré de pureté du liquide), le courant résiduel augmente très rapidement en fonction du champ : on assiste à un phénomène d'amplification ionique à l'intérieur du liquide.

Il est important de souligner que, au bout d'un certain temps de fonctionnement (quelques jours à quelques semaines), le liquide qui se trouve au contact des parois du détecteur finit toujours par se polluer : il en résulte une augmentation imprévisible du courant résiduel. Cette instabilité est un élément très défavorable pour l'emploi pratique de tels détecteurs, et nous travaillons à l'éliminer.

Un procédé qui donne de bons résultats [11] consiste à introduire l'hexane purifié dans un sachet de polyéthylène, qui est ensuite serré entre les deux électrodes de la chambre. Ce sachet, dont la paroi est épaisse de 30 à 50 μ, est fermé par soudure ; il est essentiel d'éviter l'introduction de bulles d'air dans le liquide. Ainsi, l'hexane ne se souille plus au contact des parois, mais il diffuse lentement à travers le polyéthylène ; il faut maintenir autour du sachet, hors du volume sensible, un peu d'hexane liquide qui maintient une atmosphère saturante, ce qui freine considérablement la diffusion. Avec ce procédé, le courant résiduel est de 1 à 5.10^{-14} A/cm² ; il demeure pratiquement constant pendant plusieurs semaines [12].

Un résultat identique est obtenu beaucoup plus simplement à l'aide de la chambre d'ionisation représentée sur la figure 2, mais il faut chauffer très légèrement l'hexane qu'elle contient.

Nous continuons à étudier ce problème et nous espérons le résoudre en sélectionnant de façon systématique les matériaux de structure de la chambre d'ionisation [13].

4. Réponse dans un faisceau de particules α

Des sources de ^{210}Po ont été placées sur l'une des électrodes de la chambre ; elles émettent des particules α de 5,31 MeV. Le courant d'ionisation est proportionnel au flux de particules α qui traverse la chambre. Les caractéristiques de palier obtenues pour diverses valeurs de flux de particules α, extrapolées, viennent se couper sur l'axe des abscisses (fig. 9). Nous reviendrons plus loin sur ce phénomène qui a une importance considérable pour l'application pratique de tels détecteurs.

D'autre part, en se plaçant dans la région où il existe une multiplication ionique, et en prenant un très grand nombre de précautions, nous avons pu mettre en évidence des impulsions qui semblent produites par des particules α individuelles [14]. Des résultats analogues avaient été signalés par ADAMCZEWSKI [3] dans le cas des rayons cosmiques.

5. Réponse dans un faisceau de rayons γ

Les mesures ont été faites avec des sources de ^{60}Co (1,17 et 1,33 MeV) introduites dans la monture évidée de la chambre représentée sur la figure 1. La figure 4 présente le phénomène produit par l'introduction de la source : le courant passe de sa valeur résiduelle ($2{,}5.10^{-13}$ A/cm² dans l'exemple choisi, qui correspond à des conditions expérimentales médiocres)

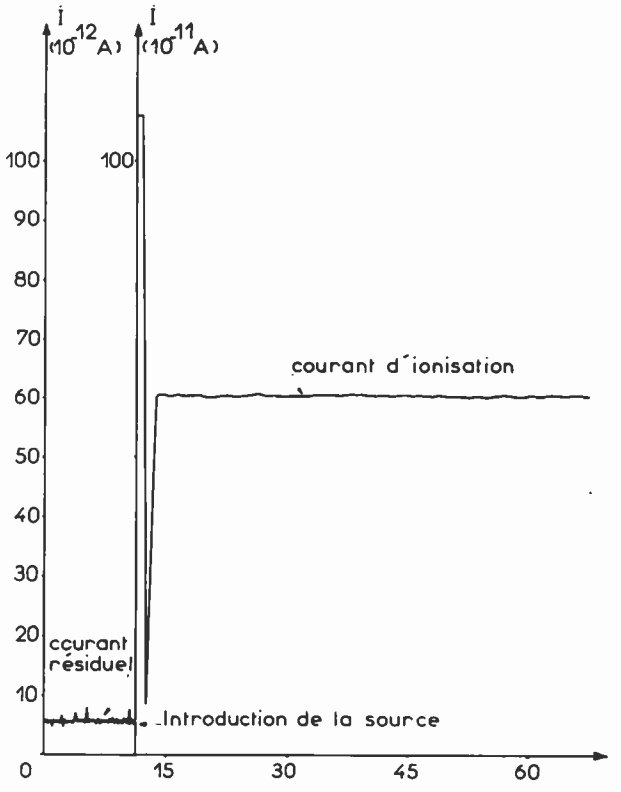


FIG. 4. — Enregistrement du courant traversant la chambre de la figure 1, après introduction d'une source de ^{60}Co (E = 21 000 V/cm)

à une valeur beaucoup plus élevée ($2{,}8.10^{-11}$ A/cm²), très stable (E = 21 000 V/cm). Le courant résiduel est négligeable par rapport au courant dû à l'ionisation dans le liquide.

Nous avons vérifié que le courant d'ionisation est bien proportionnel au flux de particules α traversant la chambre (fig. 5). La droite (*d*) donne le courant résiduel : il est de 3.10^{-14} A/cm².

La droite (*c*) donne la réponse de la même chambre, sous 2 000 V au même flux de rayons γ, mais avec un remplissage d'air sous la pression atmosphérique : on voit l'intérêt d'employer l'hexane, dont le pouvoir d'arrêt est beaucoup plus grand que celui de l'air.

Les caractéristiques de palier obtenues pour diverses valeurs du flux de rayons γ, extrapolées, viennent se couper sur l'axe des abscisses (fig. 9). Le point de concours est situé très au-delà de celui qui correspond à l'irradiation par des particules α de 5,31 MeV.

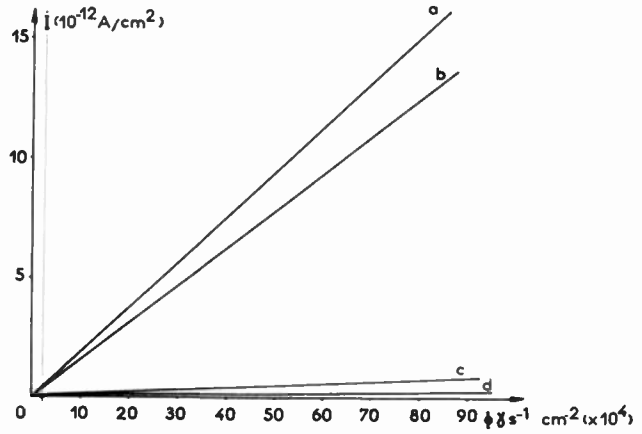


FIG. 5. — Réponse de la chambre d'ionisation de la figure 1 en fonction du flux de rayons γ (source de ^{60}Co).

a) Tension appliquée : 4 000 V.
b) Tension appliquée : 2 000 V.
c) Remplissage d'air (2 000 V).
d) Courant résiduel.

6. Réponse dans un faisceau de neutrons rapides

6.1. Neutrons de 14,6 MeV

Les neutrons sont produits par la réaction D - T, dans un générateur électrostatique où un faisceau de deutérons tombe sur une cible de tritium absorbé dans un support de titane.

La figure 6 donne la réponse pour une tension appliquée de 2 000 V : le bruit de fond est de 3.10^{-14} A/cm² (fig. 5), le courant d'ionisation est une fonction linéaire du flux, passant par l'origine, après soustraction du bruit de fond (courbe *a*).

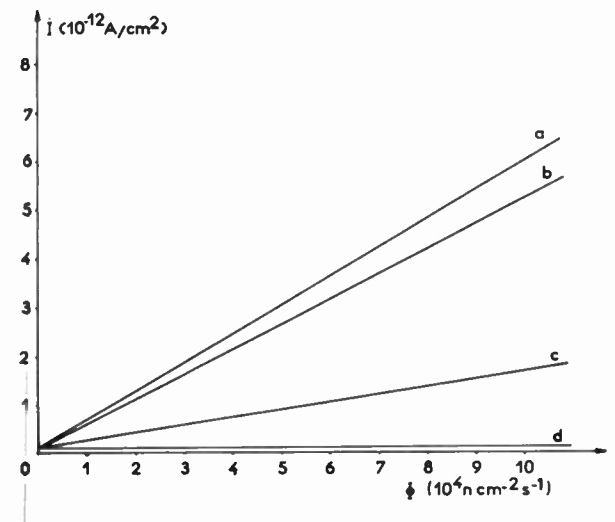


FIG. 6. — Réponse à un faisceau de neutrons de 14,6 MeV ($V = 2\,000$ V).

a) Courant d'ionisation obtenu.
b) Courant d'ionisation dû aux neutrons seuls.
c) Etalonnage sous irradiation γ (fig. 5).
d) Courant résiduel.

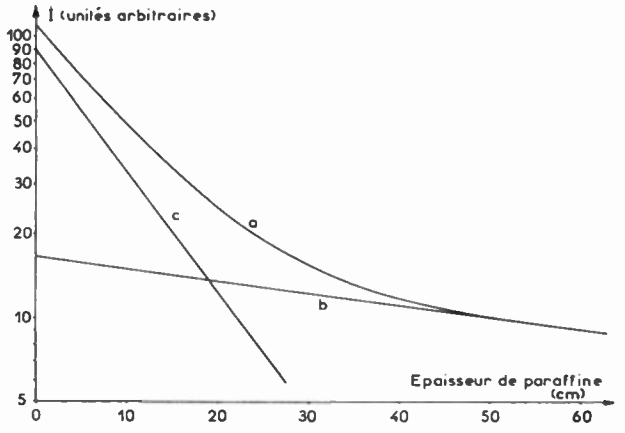


FIG. 7. — Absorption dans la paraffine de rayonnement venant de la cible de l'accélérateur.

a) Courant d'ionisation mesuré.
b) Contribution des rayons γ.
c) Contribution des neutrons.

Cependant, le courant d'ionisation est dû, non seulement aux protons de recul (et aux noyaux de carbone) créés dans le liquide, mais aussi aux photons γ émis depuis la cible de l'accélérateur, ou créés dans les matériaux de structure de l'ensemble. Pour déterminer l'importance relative de ces deux sources, nous avons mesuré l'absorption dans la paraffine du faisceau venant de la cible de l'accélérateur (fig. 7) : la courbe (*a*) donne le courant d'ionisation mesuré en fonction de l'épaisseur de paraffine traversée. Si nous admettons que le coefficient d'absorption de la paraffine est le même pour les divers photons gamma qui interviennent, la courbe (*a*), tracée en ordonnées logarithmiques, doit être la somme de deux droites. Par décomposition de (*a*), nous avons obtenu la droite (*b*), correspondant à l'absorption des rayons gamma, et, par différence, la droite (*c*) correspondant à l'absorption des neutrons. Des ordonnées à l'origine, nous avons déduit que 85 % du courant d'ionisation est dû aux neutrons, et 15 % aux rayons gamma (courbe *b* de la figure 6).

6.2. Neutrons de 3 MeV

Les neutrons sont obtenus par la réaction D - D : un faisceau de deutérons (150 keV) tombe sur une cible de deutérium absorbé dans un support de zirconium. La figure 8 résume les résultats obtenus pour une tension d'alimentation de 2 000 V. Comme précédemment, 85 % du courant d'ionisation est dû aux neutrons (courbe *b*).

La comparaison des réponses de la chambre aux rayons gamma et aux neutrons rapides permet de déterminer les sensibilités, si l'on admet que le courant d'ionisation minimal détectable est de deux à trois fois le courant résiduel. Les résultats sont les suivants :

Neutrons de 3 MeV : 100 particules·cm^{-2}·s^{-1}
Neutrons de 14,6 MeV : 1 000 particules·cm^{-2}·s^{-1}
Rayons gamma de ^{60}Co : 10 000 particules·cm^{-2}·s^{-1}

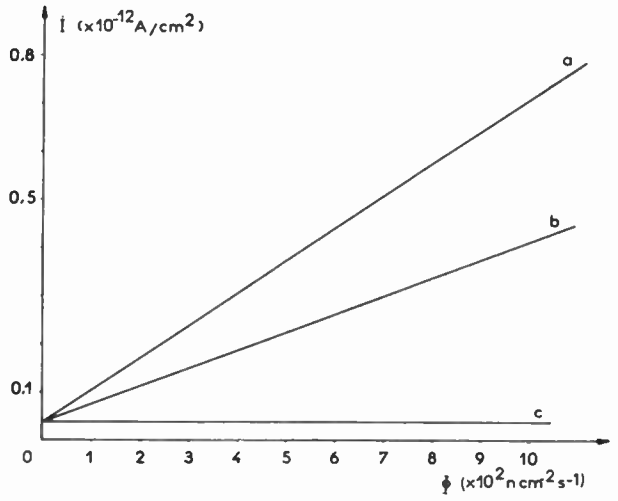


FIG. 8. — Réponse à un faisceau de neutron de 3 MeV ($V = 2\,000$ V)
a) Courant d'ionisation obtenu.
b) Courant d'ionisation dû aux neutrons seuls.
c) Courant résiduel.

7. Comparaison des faisceaux de courbes caractéristiques

BAARLI et SULLIVAN [15] ont remarqué que dans des chambres d'ionisation remplies d'un gaz sous forte pression, la forme de la caractéristique dépend de l'ionisation spécifique du rayonnement incident, à cause de la variation de la recombinaison, selon la théorie de l'ionisation en « colonne », établie par JAFFÉ [2] dans le cas des liquides. Il y a là un moyen de déduire de la caractéristique l'efficacité biologique relative du rayonnement incident.

Nous avons effectué des mesures analogues en comparant les réseaux de caractéristiques obtenues pour divers rayonnements incidents : quelle que soit la nature du rayonnement, les paliers de comptage extrapolés, viennent se couper sur l'axe des abscisses : la figure 9 donne les résultats obtenus, avec la chambre d'ionisation représentée sur la figure 2, dans des faisceaux de particules α (^{210}Po) et de rayons γ (^{60}Co).

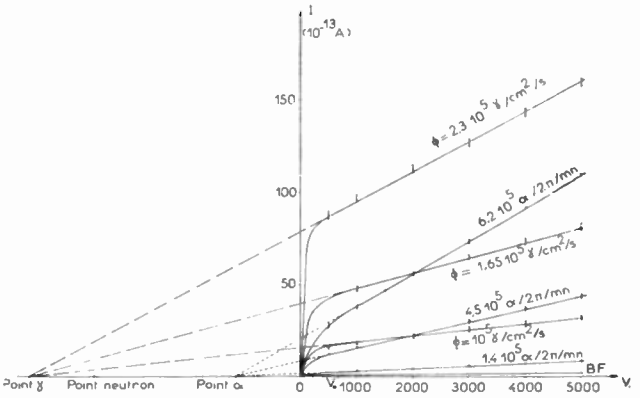


FIG. 9. — Réseaux de caractéristiques obtenues sous irradiations α et γ ($d = 3$ mm).

La figure 10 donne les résultats obtenus avec la même chambre d'ionisation, sous irradiation de neutrons de 14,6 MeV.

Il résulte de ce qui précède que *le point de concours des droites est caractéristique du rayonnement incident.*

Il est encore trop tôt pour parvenir à une certitude, mais les points de concours semblent s'aligner dans le même ordre que l'efficacité biologique relative de rayonnement incident, ce qui serait conforme aux conclusions de BAARLI et SULLIVAN [15].

Moyennant un étalonnage préalable, la chambre d'ionisation permettrait donc de déterminer l'effica-

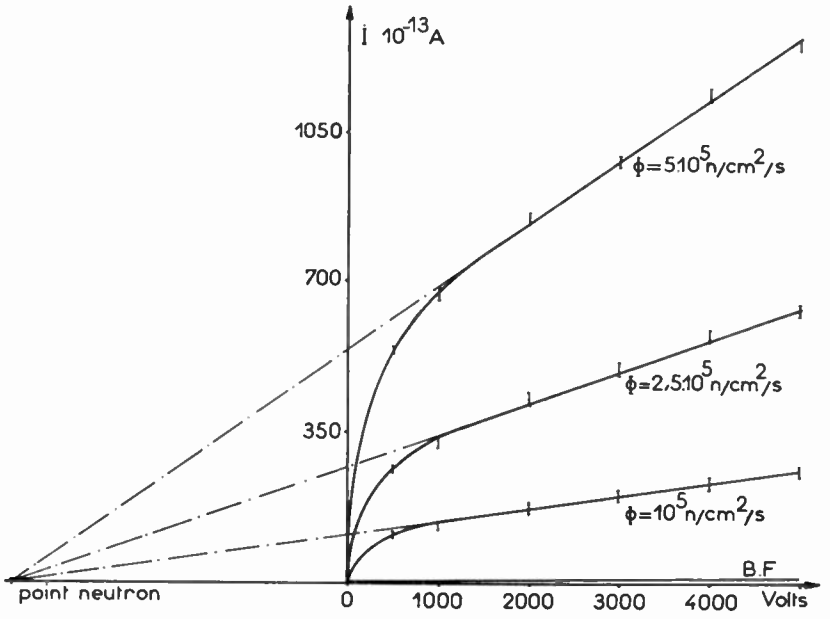


FIG. 10. — Réseau de caractéristiques obtenues sous irradiation de neutrons de 14,6 MeV ($d = 3$ mm).

cité biologique dans un champ de rayonnement inconnu ou complexe. Il est inutile de souligner l'importance que prendraient alors les détecteurs de ce genre dans la dosimétrie biologique pratique.

***

Nous remercions vivement MM. DUHAMEL, FRANÇOIS et SOUDAIN, avec lesquels nous avons eu les fructueux entretiens nous permettant l'achèvement de cette étude en février 1964.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CURIE P. — *C. R. Acad. Sci. Paris*, 1902, **134**, 420.

[2] JAFFE G. — *Ann. Phys.*, 1908, **25**, 274 ; Le Radium, 1913 **10**, 126.

[3] ADAMCZEWSKI I. — *Acta. Polon.*, 1934, **3**, 235, Selected topics in radiation dosimetry, *A.I.E.A.*, Vienne, 1961.

[4] ROGOZINSKI A. — *Phys. Rev.*, 1941, **60**, 148.

[5] SAN PAO C. — *Phys. Rev.*, 1963, **64**, 60.

[6] BLANC D. — *Nucleus*, 1963, **4**, 334.

[7] MORANT M.J. — *Brit. Journ. Appl. Phys.*, 1963, **14**, 469.

[8] MATHIEU J. — Thèse Doctorat spécialité (Physique Nucléaire), Nº 81, Toulouse, 1960.

[9] GUIZONNIER R. et DARRE M. — *Revue Gén. Electricité*, 1958, **67**, 637.

[10] BOYER J. — Thèse Doctorat spécialité (Physique Nucléaire), Nº 105, Toulouse, 1961.

[11] VERMANDE P. — Thèse Doctorat spécialité (Physique Nucléaire), Nº 230, Toulouse, 1963.

[12] BLANC D., MATHIEU J. et VERMANDE P. — *Journ. Phys.*, 1963, 24, 31-A.

[13] ADAMCZEWSKI I. — Communication privée.

[14] BLANC D., MATHIEU J. et BOYER J. — *Il Nuovo Cimento*, 1961, série X, **19**, 929.

[15] BAARLI J. et SULLIVAN A.M. — Rapport C.E.R.N. **63**. 17 (1er mai 1963).

LES TECHNIQUES DE LA MICROÉLECTRONIQUE ET L'INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE

PAR

M. SARQUIZ

Service d'Electronique Industrielle C.E.N. de Saclay

1. Généralités et terminologie

On peut dire qu'aujourd'hui, parmi les différentes techniques de la microélectronique, plusieurs en sont au stade industriel, cependant leur commercialisation se heurte encore à des difficultés qui proviennent de l'avance de ces techniques sur les besoins ; cette avance a pour conséquence un marché relativement restreint, ce qui crée des conditions économiques défavorables à l'extension de l'emploi de la microélectronique.

Ces conditions économiques sont transitoires et, dans un avenir proche, elles s'amélioreront au fur et à mesure du développement du marché et les ingénieurs de « développement » seront amenés à compter, tôt ou tard, avec ces nouveaux composants qui, en plus de leurs qualités intrinsèques (volume réduit, bonne fiabilité, etc.), pourraient être disponibles à des prix compétitifs. On considérera ici le domaine de l'instrumentation nucléaire où, d'ailleurs, il semble que les problèmes d'emploi soient assez ardus du fait de la grande diversité des équipements.

Afin, tout d'abord, de situer les différentes techniques de la microélectronique et d'en indiquer les limitations, il est indispensable de définir ici quelques termes que nous emploierons par la suite sans avoir, du reste, la prétention de fixer quoi que ce soit en la matière.

1.1. Terminologie

Le terme *microélectronique* englobe les différentes techniques se traduisant par la réalisation de circuits électroniques fonctionnels sous un volume très restreint.

Ces techniques peuvent se diviser en deux groupes :

— 1er groupe : *microassemblages* : c'est-à-dire assemblages unitaires de pièces détachées (transistors, résistances, capacités, etc.) ;

— 2e groupe : *microstructures* : c'est-à-dire circuits fonctionnels plus ou moins complexes (éléments actifs et passifs) réalisés dans un bloc unique de semiconducteur ou sur un support isolant (par exemple circuit intégrés monolithiques, circuits en couches minces).

Dans ce deuxième groupe, on pourra distinguer un sous-groupe que l'on appellera : sous-groupe des *circuits hybrides* mariant les deux technologies circuits intégrés et couches minces.

Enfin la liaison entre les « microassemblages » et les « microstructures » peut être considérée comme étant un autre sous-groupe constitué par les techniques réalisant des circuits par assemblage unitaire de circuits intégrés monolithiques. Ce sous-groupe sera désigné ici par *circuits multiblocs*.

Le tableau (fig. 1) résume ce qui vient d'être dit (1).

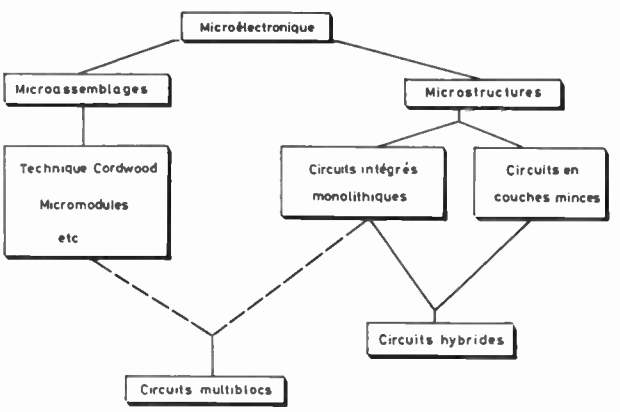


Fig. 1.

(1) Ces définitions sont celles qui ont été utilisées lors de la demi-journée d'étude sur la microélectronique organisée par la Société Française des Radioélectriciens, en mai 1964.

2. Les techniques de la microélectronique. Leurs limitations.

Dans ce paragraphe, on passera en revue les différentes techniques sans insister sur les procédés qui sont maintenant connus, du moins dans leurs grandes lignes, mais en faisant apparaître les caractéristiques qui les différencient pour l'utilisateur éventuel, afin d'éclairer les conclusions des paragraphes suivants.

2.1. Microassemblages

Les réalisations de cette technique datent déjà de plusieurs années et, fondamentalement, on peut dire que c'est une extrapolation de l'assemblage de pièces détachées conventionnelles adaptée à la miniaturisation (soudure électrique, et pièces détachées spéciales).

Les éléments actifs peuvent être des transistors conventionnels (sans leur capot) et, pratiquement, les transistors utilisés sont actuellement tous dérivés de la technique « planar » et sont souvent de la famille des 2 N 708.

Les éléments passifs peuvent être de différents types :

— résistances subminiatures à couche de carbone, en silicium dopé, ou évaporées sous vide,

— condensateurs obtenus par dépôt d'un conducteur sur film isolant ou constitués par des jonctions *PN* en inverse.

L'avantage essentiel de cette technique est sa grande souplesse permettant de réaliser presque tous les circuits habituellement obtenus par les techniques conventionnelles.

La miniaturisation obtenue peut être suffisante dans bien des cas, la fiabilité dépasse, en principe, celle des assemblages conventionnels, grâce à l'utilisation de la soudure électrique et aussi du fait de la réduction du poids des composants (meilleure tenue aux vibrations).

Par contre la technique de microassemblage nécessite le montage unitaire des composants et, par suite, une fabrication en série même importante ne pourra réduire notablement les prix actuels.

D'autre part, la fiabilité et la miniaturisation ne peuvent pas être améliorées considérablement.

A notre avis, cette technique peut être considérée comme transitoire et les progrès possibles dans cette voie semblent limités. Elle ne sera à prendre en considération que pour la période précédant la commercialisation intensive des autres techniques.

2.2. Microstructures

2.2.1. *Circuits intégrés monolithiques*

Dans cette technique les éléments actifs et passifs sont réalisés à partir d'une seule technologie de base dite « planar ».

Les éléments actifs peuvent être des transistors ou des diodes de caractéristiques excellentes mais, du fait du procédé, il est difficile de varier indépendamment les caractéristiques des éléments passifs et celles des éléments actifs. Les éléments passifs, comme les résistances, sont réalisables avec des limitations quant aux précisions (10 % au mieux) et aux coefficients de température (10^{-3}/°C). Les capacités réalisables sont très limitées en valeur (200 pF maximum) et possèdent des éléments parasites gênants. Le nombre d'éléments que l'on peut obtenir sur une seule pastille (ce qui conditionne la complexité maximale possible du circuit monolithique), bien que limité actuellement à quelques dizaines, s'élève à mesure que la technologie progresse et il est probable que dans un avenir très proche (un an) ce ne sera pas la technologie qui limitera la complexité du circuit mais surtout le nombre de connexions disponibles sur le boîtier (dix ou quatorze).

Les avantages essentiels de cette technique sont :

1) miniaturisation très poussée, limitée pratiquement par l'encapsulage, les connexions extérieures et surtout par les possibilités de dissipation thermique,

2) fiabilité potentiellement très bonne et améliorable,

3) prix asymptotiquement très bas pour de grandes séries.

L'inconvénient du circuit intégré monolithique est son manque de souplesse, dû au procédé lui-même, ce qui limitera son emploi aux circuits peu diversifiés et fabriqués en très grand nombre (par centaines de mille).

2.2.2. *Circuits en couches minces*

Cette technique permet de réaliser, sur un support isolant, par évaporation sous vide et masquage, des éléments passifs avec de très bonnes caractéristiques (résistances à très faible coefficient de température, condensateurs à faibles pertes) dans une grande gamme de valeurs. Par contre, l'élément actif (transistor ou dispositif à effet de champ) n'est pas encore réalisable dans l'état actuel de la technique, d'où la nécessité de rapporter par assemblage unitaire les éléments actifs. Ce qui conduit à la technique des circuits hybrides.

2.2.3. *Circuits hybrides*

Cette technique réalise l'association des circuits intégrés monolithiques aux circuits en couches minces visant à profiter des avantages des deux techniques, tout en éliminant presque tous les inconvénients.

Effectivement, cette association a pratiquement la fiabilité et le faible volume des circuits monolithiques et les performances des circuits conventionnels ainsi que leur possibilité de diversification.

Cependant on notera que, de toute façon, il ne semble pas possible d'aboutir à des prix asymptotiques aussi faibles que pour les circuits monolithiques, du fait de l'opération d'assemblage unitaire des éléments actifs.

2.2.4. *Circuits multiblocs*

Cette technique réalise, par assemblage de circuits élémentaires monolithiques standardisés, sous un même boîtier, des circuits fonctionnels plus ou moins complexes.

Par ce procédé, on vise à obtenir une grande possibilité de diversification des circuits, tout en gardant le plus possible les avantages des circuits monolithiques.

Effectivement, il semble que ce but puisse être facilement atteint aux grandes séries, au prix d'une moins bonne adaptation d'ailleurs, mais, du fait de la phase d'assemblage unitaire indispensable, à des prix asymptotiques plus élevés.

3. Situation actuelle de la microélectronique

Le problème qui se pose aux ingénieurs chargés de l'étude et de la réalisation du matériel d'instrumentation nucléaire (et à beaucoup d'autres d'ailleurs) est le suivant :

« Dans quel matériel et dans combien de temps doit-on envisager l'emploi de ces nouveaux *composants* et pour quels avantages ? »

Afin d'essayer de donner quelques éléments de réponse à ces questions nous allons, tout d'abord, limiter nos ambitions à analyser les principales données de la situation de la microélectronique du point de vue de l'utilisateur européen.

La principale caractéristique du marché actuel des composants issus des techniques de la microélectronique est que : seules des firmes américaines (principalement Fairchild, Motorola, Texas Instruments, Signetics) sont capables, actuellement, de proposer des familles d'éléments commercialement disponibles (catalogues et prix), alors que plusieurs firmes européennes possèdent parfaitement les techniques de base (Compagnie Générale d'Electricité, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, Philips, etc.) et sont capables de répondre à une demande précise des utilisateurs sans, pour cela, pouvoir proposer commercialement de produits.

La seconde caractéristique importante est que les circuits fonctionnels disponibles sont surtout destinés à être incorporés dans des ensembles de traitement numérique de l'information et ces composants sont presque tous dérivés de la technique « monolithique » (circuits intégrés).

Il existe plusieurs raisons à cette situation et, ce qui est fondamental, c'est que ces raisons semblent devoir subsister.

Tout d'abord, l'étude et la réalisation d'un circuit fonctionnel, ou plutôt d'une famille de circuits, coûte si cher que seules des séries énormes permettent de présenter un « composant » à un prix non prohibitif.

Ce fait oblige donc les fabricants de ces « composants » à choisir une famille de circuits peu diversifiés mais susceptibles d'être demandés à un très grand nombre d'exemplaires chacun (plusieurs milliers), ce qui est le cas pour les circuits dits « logiques », utilisés dans les calculateurs.

Par ailleurs, l'autre possibilité d'amortissement des frais d'études dans ce domaine est le « marché d'étude » obtenu par une firme.

Les sommes à engager étant énormes, seuls les programmes militaires ou spatiaux américains ont pu les envisager, il y a quelques années, et c'est ce qui explique le monopole de fait que possèdent les quelques firmes citées.

On notera, d'ailleurs, que jusqu'à cette année les applications civiles de ces composants étaient inexistantes, même aux U.S.A. L'année 1965 sera à cet égard une étape importante de la microélectronique.

En Europe, faute de marchés d'études d'importance équivalente, aucune firme n'a pris le risque de développer une famille de circuits sans avoir de clients assurés en nombre suffisant. Aujourd'hui, un utilisateur européen éventuel ne peut envisager d'autre solution que celle d'acheter les circuits disponibles, à moins qu'il puisse se permettre de payer les frais d'études et de développement de ses circuits particuliers à un fabricant européen.

Il ne semble pas que cela, en général, soit le cas de l'instrumentation nucléaire (²). En effet, en 1963, le chiffre d'affaires de l'ensemble de l'industrie électronique française a représenté 5,2 milliards de francs environ, les électroniques allemande et anglaise respectivement 7,5 et 6,2 milliards, contre 93 milliards pour les Etats-Unis ; sur cet ensemble l'instrumentation nucléaire participait pour à peine 0,1 milliard de francs.

Par ailleurs, à titre de comparaison, le chiffre d'affaires d'une firme de calculateurs, comme la Cie des Machines Bull, était de 0,34 milliard de francs en 1963.

De ces quelques chiffres, on peut conclure :

1) si on les compare au nombre élevé de fabricants de semiconducteurs en Europe, qu'une certaine concentration industrielle dans le domaine des semiconducteurs sera nécessaire en Europe,

2) qu'il est peu probable que les fabricants de dispositifs à semiconducteurs créent une famille de circuits microminiaturisés spécialement pour les besoins de l'instrumentation nucléaire.

L'instrumentation nucléaire sera donc amenée, dans les années à venir et lorsqu'elle y trouvera un avantage, à utiliser les circuits développés pour des applications plus générales (calculateurs, ensembles de traitement numérique de l'information, télécommunications, etc.).

(²) Une étude spécifiquement « nucléaire » qui serait justiciable d'une application particulière des techniques de la microélectronique est celle de la réalisation d'un ensemble « préamplificateur - jonction détectrice » microminiaturisé. Le développement rapide de ces détecteurs, leur emploi en grand nombre sous forme de « mosaïque » pour des expériences de corrélations angulaires, les résolutions en énergie qu'ils permettent d'espérer par leur utilisation à basse température, peuvent justifier les dépenses d'une étude approfondie d'un tel ensemble en profitant, dans ce domaine, des possibilités des techniques de la microélectronique (Jonction détectrice et premier étage d'amplification à « faible bruit » réalisés sur la même plaquette de silicium, par exemple).

Si l'on accepte cet état descriptif, on peut dire que la microélectronique est a priori, mal adaptée aux problèmes posés par l'instrumentation nucléaire. C'est généralement vrai.

4. Instrumentation nucléaire et microélectronique

Il est cependant nécessaire de nuancer cette conclusion car l'instrumentation nucléaire est un terme trop général pour le sujet qui nous intéresse. En effet, si on examine en détail la constitution d'ensembles ou de chaînes d'instrumentation nucléaire, on s'aperçoit très vite qu'une faible partie de l'appareillage est spécifiquement nucléaire, et l'utilisation de plus en plus répandue du traitement numérique des informations ne fait que renforcer cette impression.

On peut dire, d'une façon très générale, que la transformation en signal électrique de l'événement nucléaire proprement dit (détection - préamplification) relève, le plus souvent, de techniques spéciales et utilise des circuits particuliers très diversifiés peu justiciables des techniques de la microélectronique, exception faite du cas signalé précédemment (2).

Bien qu'à un degré moindre, les circuits utilisés pour le codage analogique - numérique des informations d'origine nucléaire sont encore trop particuliers pour être généralement justiciables de ces techniques. Cependant, on notera que la technique des circuits multiblocs pourrait ici apporter des solutions à certains problèmes (discriminateurs, amplificateurs, comparateurs).

Par contre, une fois l'information codée sous forme numérique, les circuits utilisés se rapprochent beaucoup de ceux constituant les ensembles de traitement numérique de l'information classique (calculateurs, etc.). Dès lors, les circuits fonctionnels réalisés par les techniques de la microélectronique que l'on trouve sur le marché sont, en principe, bien adaptés aux problèmes.

Il semble donc que, dans un avenir très proche (deux ans), dès que les circuits fonctionnels issus de la microélectronique seront disponibles à des prix tels que leur emploi devienne avantageux, nous serons amenés à les utiliser dans tous les ensembles de traitement de l'information spécialisés dans le domaine nucléaire (sélecteurs multicanaux, chaînes d'analyse multiparamétriques, calculateurs associés, appareils pour le dépouillement des photographies, et même les échelles de comptage).

En dehors du fait qu'il est probable que leur emploi sera exigé par les utilisateurs pour réduire le taux d'immobilisation des ensembles importants à cause de leur fiabilité accrue, nous serons amenés à utiliser ces composants parce qu'ils seront, en réalité, plus économiques à l'usage que les circuits conventionnels.

En effet, d'après certaines informations il serait possible que, dès maintenant, des économies sur le « prix de revient global » puissent être réalisées par l'utilisation de ces nouveaux composants. En particulier, la réduction des frais de « gestion magasin », due à la réduction du nombre de pièces détachées stockées jointe à la diminution du nombre d' « heures d'ingénieurs » passées à la mise au point des circuits, pourraient compenser, presque totalement, le prix de « revient brut » plus élevé des circuits fonctionnels microminiaturisés.

Pour terminer, il est un domaine où les techniques de la microélectronique pourraient se révéler comme les seules efficaces : c'est celui de l'électronique rapide. En effet, déjà dans les circuits mettant en œuvre des « fronts » de une nanoseconde, les longueurs de connexions, mêmes raccourcies au maximum dans les techniques conventionnelles, se révèlent être gênantes vis-à-vis des temps de propagation exigés, alors qu'il est possible de faire des progrès appréciables avec les circuits rapides issus, de la microélectronique, associés aux circuits imprimés multicouches.

5. Conclusions

Dès 1965, certaines expériences d'utilisation de circuits fonctionnels microminiaturisés dans quelques domaines de l'instrumentation nucléaire permettront aux techniciens de se familiariser avec la mise en œuvre particulière de ces nouveaux composants (utilisation de circuits imprimés multicouches, soudure électrique, etc.). Il est probable que, dans deux ou trois ans, du fait de l'extension du marché de ces « composants », les prix des circuits fonctionnels classiques seront tels que l'instrumentation nucléaire les utilisera, non pas parce qu'ils sont plus petits ou plus fiables (sauf dans le cas de l'instrumentation nucléaire spatiale), mais surtout parce que, dans beaucoup de cas, l'utilisation des techniques conventionnelles sera considérée comme un luxe inutile.

Déjà souvent, malgré une réticence instinctive des électroniciens à utiliser des circuits « tout faits », l'emploi de modules fonctionnels ou de circuits standardisés (modules Digital Equipment Corporation, Bloc-Circuits Transco) prépare le terrain à l'utilisation de ces nouveaux « composants » de la microélectronique qui réduiront désagréablement la part de l'imagination de l'électronicien lequel, une fois de plus, devra s'adapter à une nouvelle étape de la technologie.

TECHNIQUES ACTUELLES ET PERSPECTIVES DE L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE RAPIDE*

PAR

J. MEY

Commissariat à l'Energie Atomique
Département d'Electronique Générale
Section d'Instrumentation Nucléaire Rapide
CEN, Grenoble

Le but de cet article est d'effectuer d'abord un bilan des résultats les plus significatifs, obtenus au cours des deux dernières années, dans le domaine de l'électronique nucléaire rapide. Ensuite, d'essayer d'éclaircir les idées, d'une façon encore spéculative, sur les développements qu'il semble raisonnable d'envisager dans l'avenir immédiat.

1. Les possibilités actuelles

Un certain nombre de résultats importants ont été acquis récemment en électronique nucléaire rapide. Ils mettent à la disposition des physiciens de nouveaux et puissants moyens d'investigation. Ce n'est pas cependant l'amélioration de la vitesse intrinsèque des circuits qui présente en elle-même le plus grand intérêt pour ces utilisateurs : il est, en effet, parfaitement inutile de disposer d'analyseurs en temps ayant des définitions du domaine de la picoseconde, ni de chaînes de comptage dont la résolution frôle la nanoseconde. Sur le plan pratique, les signaux à traiter sont issus de détecteurs de particules et ceux-ci sont incapables, dans l'état actuel de la technique, de définir un instant à mieux que quelques dixièmes de nanoseconde et de fournir des signaux de durée inférieure à quelques nanosecondes.

Par contre, les résultats notables obtenus sur le plan des performances ont permis d'affermir la technique dans la gamme utile et d'y accroître les marges de sécurité. C'est pourquoi on insistera surtout ici sur les progrès substantiels réalisés sur le plan de la fiabilité et de la facilité d'emploi. Les circuits qui sont fournis actuellement fonctionnent généralement bien en deçà de leurs limites. Les zones de tolérances ont été nettement élargies et la plupart des montages peuvent, par exemple, fonctionner jusqu'à 50 ou 60 °C au maximum de leurs performances. Les tests de contrôle sont de plus en plus sévères et représentent au mieux les conditions réelles d'emploi : essais en impulsions aléatoires avec spectre d'amplitude, en trains d'impulsions programmés, etc.

Par ailleurs, un gros effort a été accompli en vue de faciliter les problèmes d'utilisation. Il était d'usage, auparavant, d'exiger des signaux d'entrée soigneusement préparés. Leur durée ne devait pas excéder un nombre restreint de ns, tandis que leur front devait présenter une vitesse de montée minimale, conditions souvent difficiles à vérifier en cours d'expérience. Maintenant, comme il sera montré plus loin, il n'est plus rien demandé à ce sujet et l'échelle de comptage capable de compter à 250 MHz n'enregistrera cependant qu'un seul coup si elle reçoit un signal de plusieurs millisecondes.

Bien entendu, il reste que certaines règles d'utilisation, imposées par la nature même des phénomènes rapides, doivent être scrupuleusement respectées. Il est nécessaire à ce sujet de prévoir une initiation préalable des utilisateurs et de leur demander un effort minime pour se familiariser avec les notions de propagation d'ondes, d'adaptation d'impédances, et celles de masse, d'inductances parasites et de découplages, selon l'optique nanoseconde.

Pour passer en revue ces nouvelles possibilités techniques, on examinera successivement le rôle joué par les diodes à recouvrement brusque, les solutions apportées aux problèmes de niveaux moyens et l'amélioration effective de la résolution temporelle.

1.1. Apport des « diodes a recouvrement brusque »

Il est intéressant de jeter un regard sur l'histoire de l'électronique nucléaire rapide. On constate qu'elle

(*) Conférence prononcée au cours des Journées des Correspondants du S.E.I. à Grenoble les 11 et 12 février 1965.

WRH

possède déjà ses périodes caractéristiques. Avant 1960, c'était l'époque des tubes à vide, qui étaient pratiquement à la base de tous les circuits. En 1960, ils devaient céder totalement la place aux transistors, devenus assez rapides et fonctionnellement mieux adaptés. En 1962, les diodes « tunnel » se substituaient à ces derniers dans la presque totalité des circuits de commutation pure. Enfin, en 1964, les diodes à recouvrement brusque étaient introduites dans un grand nombre de circuits, en harmonie tant avec les diodes « tunnel » qu'avec les transistors.

Rappelons d'abord brièvement les caractéristiques et les propriétés de ces diodes. Désignées dans la littérature anglo-saxonne par les termes « Snap-off diodes », « Step-recovery diodes » ou « Charge-storage diodes », elles utilisent un effet décrit par A.F. BOFF, J. MOLL et R. SHEN à la Conférence Internationale sur les Circuits Solides (Philadelphie, 1960) [1].

Considérons au préalable une diode à jonction *p-n* traversée par un courant direct I_d (fig. 1). Cette diode emmagasine, de part et d'autre de la jonction, à la façon d'un condensateur, une certaine quantité de charges Q, donnée par la relation :

$$Q_{(pC)} = I_{d(mA)}\ \tau_{(ns)}$$

où τ est la durée de vie des porteurs minoritaires. La distribution de ces charges autour de la jonction est représentée sur la figure 1*c* ($t = 0$).

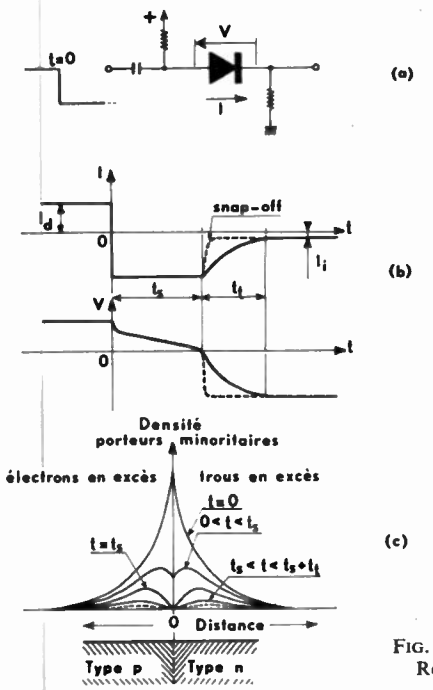


FIG. 1. — Jonction *p-n*. Recouvrement inverse.

Si on applique brusquement au temps $t = 0$ une tension inverse, on constate que la diode ne se bloque pas immédiatement mais qu'elle reste conductrice pendant un certain temps dit « temps de recouvrement ». Ce temps peut se décomposer en deux parties :

1) *le temps de stockage* t_s pendant lequel la tension aux bornes de la diode reste encore positive et le courant inverse, pratiquement déterminé par le circuit extérieur, peut être considéré comme constant. Au cours de cette phase, l'excédent de porteurs minoritaires, de part et d'autre de la jonction, est diminué par transport dû au courant et par recombinaison, comme représenté sur la figure 1*c*. Cette phase s'achève lorsque l'excès de porteurs atteint une valeur insuffisante pour maintenir le gradient des porteurs de charge correspondant au courant, la tension aux bornes s'annulant.

2) *le temps de transition* t_t : pendant cette période l'intensité du courant inverse décroît de façon exponentielle jusqu'à la valeur statique. Ce temps dépend de la distribution de l'excès de porteurs minoritaires résiduels dans la zone de transition.

La diode à recouvrement brusque est caractérisée par le fait que ces charges résiduelles sont en très faible quantité et que, par suite, la presque totalité

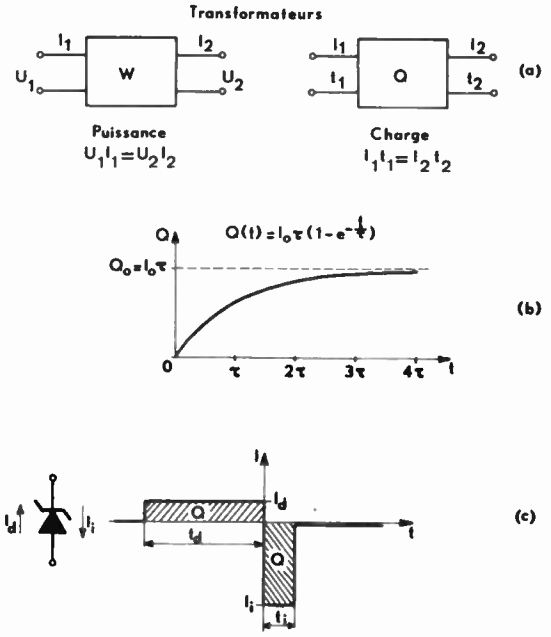


FIG. 2. — Transformation de charge.

des charges stockées est évacuée pendant le temps t_s et le temps de transition t_t est très court (quelques dixième de ns). Ceci est obtenu grâce à un gradient approprié de concentration des impuretés autour de la jonction, créant un champ retardateur qui tend à contraindre les charges stockées au voisinage de cette jonction.

Il résulte de ces caractéristiques deux propriétés fondamentales :

1) Le recouvrement brusque caractérisé par le temps de transition t_t, exploité dans la génération d'impulsion brèves (oscilloscopes à échantillonnage) ou de signaux à front raide et dans la production d'harmoniques. Cette propriété correspond à la désignation « step-recovery diode ».

2) La récupération précise des charges stockées, grâce à la très faible valeur de t_t, le temps de recouvrement global étant pratiquement égal à t_s. Cette propriété caractérisée par l'appellation « charge-storage diode » conduit à la notion de « transformateur de charge » (fig. 2). Par analogie avec le transfor-

mateur de puissance dans lequel le produit (tension × courant) est maintenu constant (au rendement près), le transformateur de charge conserve l'invariance du produit (courant × durée), (fig. 2*a*). Cette notion fait intervenir le recouvrement en direct de la diode dont la loi est représentée sur la figure 2*b*. La charge stockée dépend à la fois de la valeur du courant direct, de la durée d'application de ce courant et de la durée de vie des porteurs τ. τ est un paramètre caractéristique de la diode et est exprimé par le même nombre soit en ns soit en pC/mA. En fait τ dépend un peu de la valeur du courant direct et assez notablement de la température. Cette seconde propriété constitue un moyen remarquable pour effectuer une mise en forme brève ou une dérivation sans traînage et en liaison continue.

VAN ZURK [2] a montré que ces propriétés se manifestent non seulement lors du recouvrement inverse mais également au cours d'une transition dans la zone directe entre un point à forte conduction et un point à conduction faible. La figure 3 montre l'application de cette propriété à un discriminateur en niveau. On voit que, bien que répondant correctement à deux

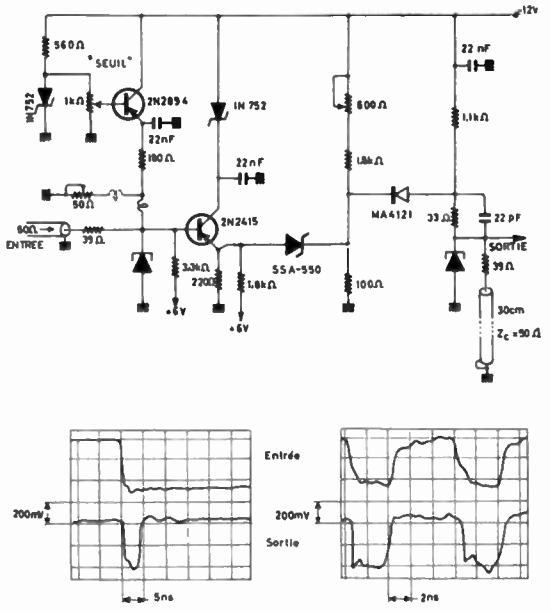


FIG. 3. — Discriminateur de niveau.

impulsions d'entrée séparées de 10 ns, le circuit ne présente pas de double-déclenchement sous l'effet d'un signal long.

Les propriétés de stockage de ces diodes sont exploitées, en particulier, dans une méthode permettant de faire fonctionner les transistors en régime d'avalanche contrôlée [3]. Dans cette méthode (fig. 4) les charges nécessaires à l'entretien de l'avalanche sont constituées des charges accumulées sur la jonction d'une diode qui se trouve au repos, en conduction directe, alors qu'habituellement elles sont empruntées à une capacité réservoir C_r. Il en résulte les avantages suivants :

a) La quantité de charges mise en jeu peut être facilement contrôlée par le courant direct traversant

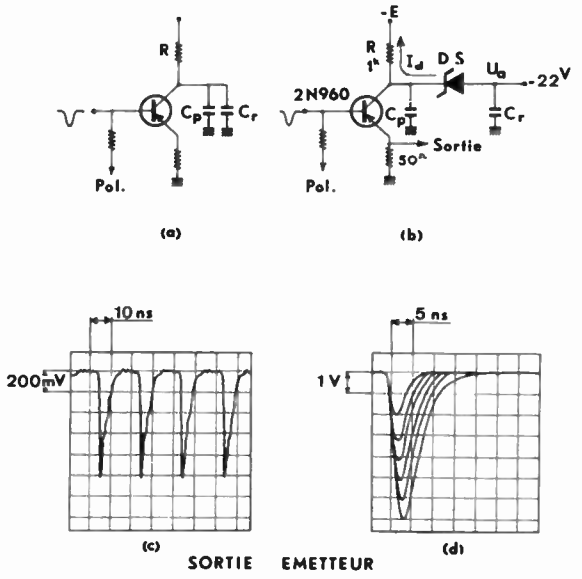


FIG. 4. — Avalanche contrôlée.

la diode. Il en découle un moyen facile de régler continûment l'amplitude du signal fourni, avec cependant la sujétion d'une variation simultanée de la durée (fig. 4*d*).

b) Lorsque les charges stockées se sont écoulées dans le transistor (à tension collecteur sensiblement constante), la conduction de la diode *DS* cesse brusquement et seule la capacité parasite collecteur, de faible valeur, peut fournir des charges. Une fois l'avalanche terminée, la tension collecteur tend à remonter à la valeur E, avec une faible constante de temps par suite de la faible valeur de C_p et sera alignée sur la tension U_a par le retour en conduction de *DS*. Il en résultera une restitution très rapide du circuit, par comparaison à la méthode classique.

c) Le contrôle des charges permet, d'autre part, de réduire la puissance dissipée dans le transistor à chaque avalanche. Cette propriété associée à la précédente rend possible l'augmentation notable de la fréquence maximale de fonctionnement (fig. 4*c*).

Enfin, ces diodes permettent la réalisation de deux types de cellules de mémoire, très rapides et particulièrement intéressantes, utilisables en registre ou en anneau de comptage [4].

Le premier est représenté sur la figure 5 où l'on considérera la cellule de rang n. La mémoire proprement dite est assurée par la diode tunnel DT_n possédant deux états d'équilibre : (0), tension basse et (1), tension haute. Si DT est à l'état (1) (tension haute), la diode « snap-off » DS_n conduit et stocke une certaine quantité de charges. L'impulsion positive d'attaque se divise en deux parties : l'une allant vers DT_n qu'elle fait passer à l'état (0), l'autre traversant DS_n à concurrence des charges stockées et allant attaquer la cellule suivante, après inversion dans le câble coaxial, faisant passer la diode tunnel DT_{n+1} à l'état (1), effectuant ainsi le transfert de l'état (1) d'une cellule à la suivante. Au contraire si DT_n est à l'état (0), la diode DS_n est bloquée. Elle ne possède

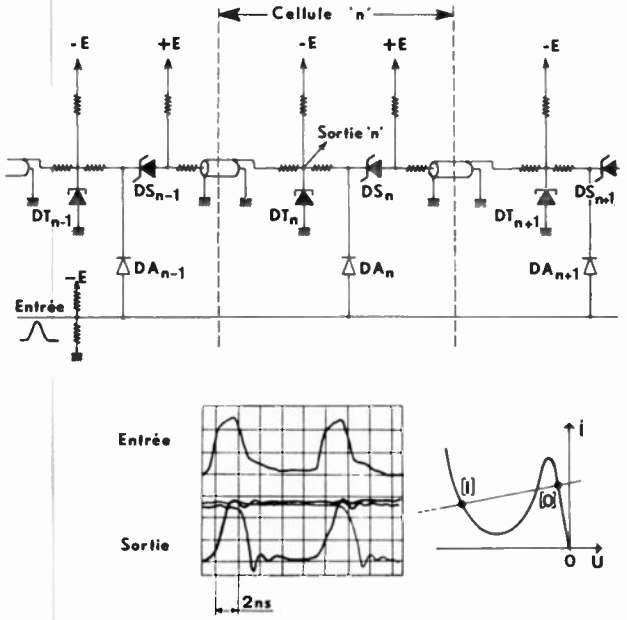


FIG. 5. — Anneau à diodes et câble inverseur.

aucune charge stockée et ne peut, par suite, transmettre l'impulsion d'attaque qui est, d'autre part, sans effet sur la diode tunnel DT_n.

Le second type de cellule, représenté sur la figure 6, possède plusieurs propriétés remarquables. Elle comporte uniquement des résistances et des diodes de trois types différents : une diode tunnel DT assurant la fonction mémoire permanente, deux diodes de commutation rapide D_1 et D_2 et une diode « snap-off » DS. Le fonctionnement en est le suivant : au repos DS est toujours bloquée, mais plus près de la conduction si DT est dans l'état (1) de tension haute. Les impulsions d'attaque sont bipolaires. La première alternance positive ne peut faire conduire DS, donc y accumuler des charges que si DT est dans l'état (1). Dans ce cas seulement la deuxième alternance, négative, est transmise par DS et va actionner la cellule suivante à travers D_2. L'état (0) ou (1) est transféré à chaque signal d'entrée. Il faut remarquer le rôle multiple joué de façon aussi simple par la diode « snap-off », le fait que toute l'énergie de transition est fournie, non par la cellule elle-même, mais par une source extérieure, et qu'au repos, les cellules montées en série sont isolées les une des autres, toutes les diodes, autres que les diodes tunnel, étant bloquées. Le fonctionnement peut être extrêmement rapide et la figure 6 représente le cas d'une résolution de 3 ns.

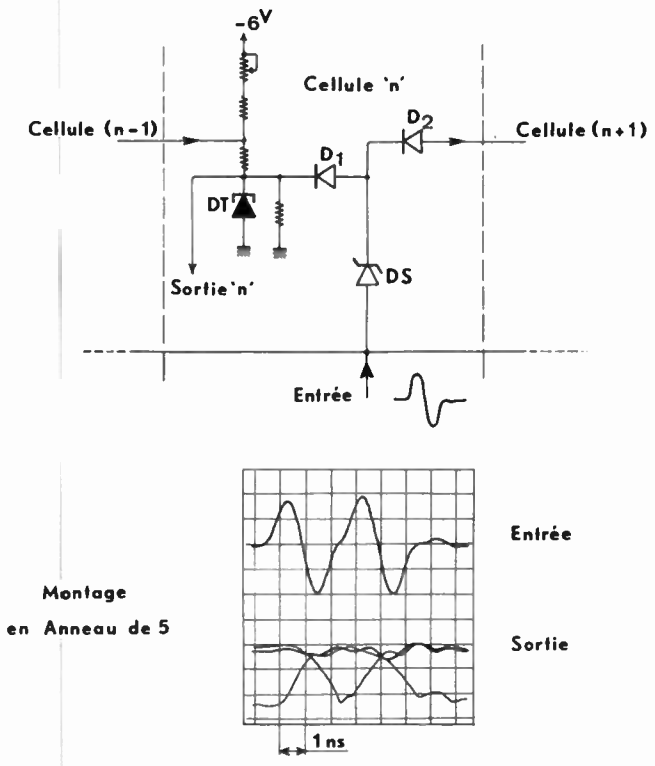


FIG. 6. — Registre à diodes tunnel et « snap-off ».

1.2. LE PROBLÈME DES NIVEAUX MOYENS

Le problème des niveaux moyens est susceptible de prendre une importance particulière avec les circuits rapides. Rappelons que ces phénomènes de variation du niveau de référence prennent naissance au cours de la transmission d'impulsions dissymétriques à travers des condensateurs ou des inductances. La figure 7 illustre la dérive subie par le niveau de référence au cours de la transmission d'un train de signaux rectangulaires par l'intermédiaire d'une capacité. Dans le cas d'impulsions statistiques, ce niveau fluctue constamment, étant influencé non seulement par la distribution en temps, mais également par la distribution en amplitude de ces impulsions. Cette dernière est d'ailleurs prépondérante, les petites impulsions pouvant être proportionnellement très affectées par la contribution des grandes. Il existe trois moyens de remédier à ces phénomènes. Les deux premiers consistent à les supprimer systématiquement soit en utilisant uniquement des liaisons continues, soit en employant des impulsions symétriques. Cette seconde méthode qui nécessite d'utiliser des signaux composés de deux impulsions identiques et de signes contraires, présente le gros inconvénient de doubler la durée utile des signaux et la dynamique nécessaire.

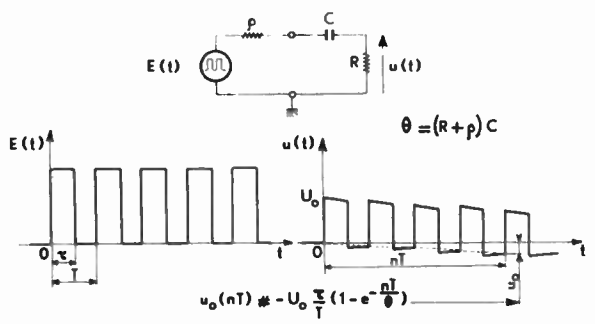


FIG. 7. — Niveaux moyens.

Le troisième moyen consiste à compenser automatiquement la variation du niveau de référence qui s'est produite sur l'ensemble d'une chaîne de transmission.

1.2.1. *Liaisons continues*

Un gros effort a été réalisé pour assurer, le plus possible, des liaisons continues. Celles-ci ont été grandement facilitées par l'emploi des diodes zener et des diodes « snap-off ». Il est possible, maintenant, d'établir des chaînes d'analyse complètes, comportant uniquement des liaisons continues. Comme il a été montré plus haut, les discriminateurs d'amplitude sont devenus des discriminateurs de niveau et, grâce à la diode « snap-off », fournissent des impulsions dérivées sans aucun résiduel de traînage comme c'était le cas avec la dérivation par condensateur, self ou ligne court-circuitée. En ce qui concerne l'amplification, tout en conservant la limite supérieure de fréquence, la bande a été étendue du côté des basses fréquences, jusqu'au continu. On a pu ainsi réaliser (LAVAITTE) des amplificateurs, de gain 12 à 15, dont la bande passante s'étend du continu à 200 MHz. Le niveau de référence en sortie est à 0 V et est défini à long terme à $\pm$ 5 mV, tandis que sa dérive en fonction de la température est de 0,75 mV/°C, entre 20 et 65 °C. Même dans le domaine du comptage, la liaison continue est une chose parfaitement acquise. Des échelles binaires, ayant des temps de résolution de 4 ns et ne comportant aucun condensateur, ont été construites (CHAMBON). Il a même été possible (BERNARD) de réaliser une échelle décimale 150 MHz à logique binaire qui ne comprend strictement que des liaisons continues, depuis l'entrée discrimination jusqu'à la sortie mise en forme de la décade. Ce résultat remarquable a été obtenu grâce à un nouveau mode de couplage des bascules à transistors qui, non seulement ne perturbe pas les bascules mais en améliore la rapidité (fig. 8). Dans une bascule du type « Eccles-Jordan », les ponts de liaison collecteur-base sont normalement surcompensés, du fait de la présence indispensable des capacités de mémoire. Le saut de tension collecteur est transmis à la base du second transistor avec un dépassement, comme il est représenté sur la figure 8. Ce dépassement correspond à une énergie supplémentaire dissipée dans la base du transistor. BERNARD a eu l'idée d'utiliser une partie de cette énergie pour commander la bascule suivante à l'aide d'un couplage à diodes, directement entre les bases. Ces diodes de couplage jouent, d'autre part, le rôle de diodes d'alignement (« clamping ») et, en évacuant les résiduels de traînage des capacités mémoire, accélèrent la restitution de la bascule dont la résolution peut passer, par exemple, de 12 à 9 ns.

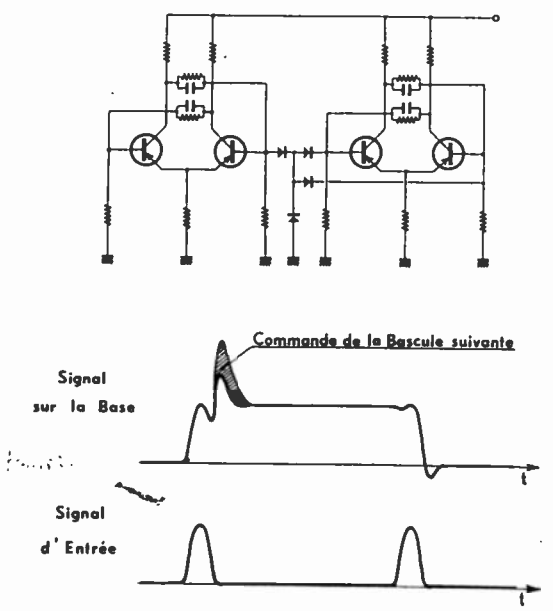


FIG. 8. — Bascules, Couplage en continu.

1.2.2. *Circuits de restitution de niveau*

Cependant il n'est pas toujours possible d'utiliser la liaison en continu à partir du détecteur. Bien souvent l'électrode collectrice doit être portée à un potentiel élevé et il est nécessaire de placer une capacité de séparation. Quelle que soit la position de cette capacité, elle introduira des phénomènes de niveaux moyens. Pour tenir compte de ces cas, des circuits de restitution rapides ont été développés (PRIEUR-DREVON et TRYSTRAM). Introduits dans une chaîne d'analyse, ils corrigent constamment toute dérive du niveau de référence. Le principe de ces circuits est représenté sur la figure 9. Un circuit de comparaison en courant, établi par rapport à la masse par deux diodes identiques, réinjecte à l'entrée un courant de compensation. Avec des signaux rectangulaires de 50 ns et d'amplitude comprise entre 0,15 et 1,5 V, jusqu'à 10 MHz (coefficient d'utilisation : 50 %), le niveau de référence en sortie est pratiquement constant. Sa dérive en fonction de la température est maintenue à 1 mV/°C.

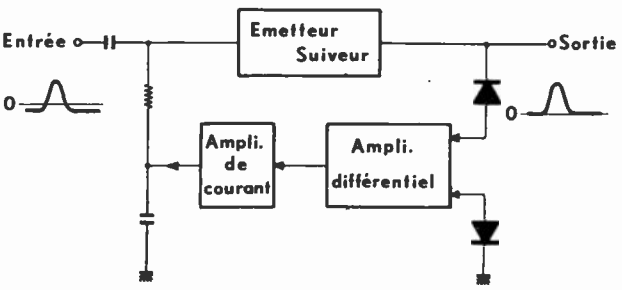


FIG. 9. — Circuit de restitution de niveau

1.3. AMÉLIORATION DE LA RÉSOLUTION TEMPORELLE

Dans le domaine de l'analyse en temps (coïncidences, temps de vol), depuis longtemps déjà la résolution intrinsèque des circuits est nettement en avance sur les possibilités expérimentales et le fait de l'exprimer en picosecondes n'apporte rien de plus. Pour l'utilisateur, le véritable problème est d'obtenir dans des conditions réelles des résolutions qui se chiffrent au mieux par quelques dixièmes de nanoseconde.

Et ceci malgré les spectres d'amplitude, malgré les différentes fluctuations, les variations de forme et la nature statistique des événements, et tout en conservant une efficacité de mesure suffisante. C'est, somme toute, le problème de la mise en forme temporelle. VAN ZURK [5] avait déjà montré qu'en composant l'impulsion de sortie d'un photomultiplicateur avec un signal dépendant de l'énergie, obtenu par intégration de cette impulsion, on améliorait nettement la résolution par rapport à la méthode plus classique du passage à zéro (« zero-crossing »). HESSE, reprenant cette idée et effectuant une correction en fonction de l'énergie sur l'impulsion dérivée a encore amélioré cette résolution, l'amenant pratiquement aux limites physiques des fluctuations du détecteur. Les résultats sont représentés sur la figure 10 dans le cas de coïncidences sur les γ du ^{60}Co avec un scintillateur plastique et deux photomultiplicateurs 56 AVP. On remarquera que l'amélioration, par rapport aux méthodes de simple et double dérivations, est d'autant plus nette que l'on travaille à seuil plus faible, c'est-à-dire à efficacité plus élevée.

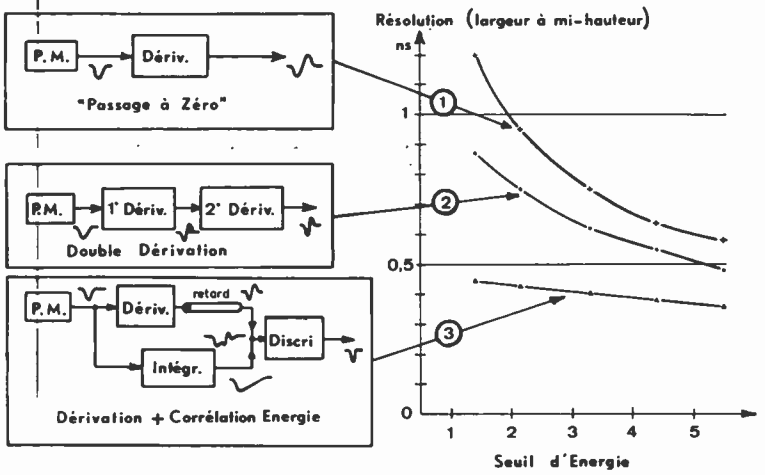


FIG. 10. — Mise en forme temporelle.

Pour achever ce tour d'horizon, on citera également :

— la possibilité d'extraire l'information temporelle d'un détecteur à jonction, en même temps que l'information d'énergie. Ceci s'effectue de façon relativement simple, à partir de l'impulsion de courant produite par le passage d'une particule chargée dans la la zone de jonction. Cette impulsion peut être prélevée, soit par une résistance de faible valeur, soit par le primaire d'un transligne, placés en série avec la jonction et associés à un amplificateur rapide, à grand gain et faible bruit.

— la méthode de discrimination directe derrière une jonction détectrice, utilisée dans le tracé des cartes de flux [6] et susceptible de rendre de précieux services dans les problèmes de mosaïques de détecteurs.

— les mémoires à accès direct, utilisant les couches minces magnétiques [7], susceptibles de jouer un rôle très important dans le traitement d'informations issues d'expériences complexes.

2. Les perspectives d'avenir

Le bilan qui vient d'être dressé ci-dessus peut paraître satisfaisant à bien des égards. Les électroniciens ont pris une avance sensible et il semble qu'un certain répit s'annonce pour eux, leur permettant d'envisager l'avenir d'une façon sereine. En effet, tous ces moyens nouveaux mis à la disposition des utilisateurs, même s'ils sont exploités immédiatement, nécessiteront un certain temps pour être utilisés au maximum. Ce temps peut être mis à profit pour édifier une nouvelle génération d'instruments encore plus rapides et plus élaborés.

On ne développera pas ici le problème de la logique et du traitement d'information rapides, lié aux expériences multiparamétriques complexes, problème très important mais qui peut être résolu avec les techniques actuelles. On examinera plutôt quels sont les moyens d'aller encore plus vite dans les méthodes d'analyse et de pénétrer ainsi dans le domaine de l'infra-nanoseconde.

2.1. DÉTECTEURS ET AMPLIFICATEURS RAPIDES

Bien entendu, une augmentation de la vitesse des circuits ne sera valable, sur le plan pratique, que si elle est accompagnée d'un accroissement correspondant de la rapidité des détecteurs. Il est vivement souhaitable que les spécialistes de la détection s'attachent dès maintenant à ce problème ardu. Les détecteurs les plus rapides sont actuellement les détecteurs à scintillations, ceux à effet Cerenkov et les jonctions. Les deux premiers produisent une impulsion de lumière. Celle obtenue avec un scintillateur est à décroissance d'allure exponentielle, dont la constante de temps est au mieux de l'ordre de 2 ns pour les scintillateurs plastiques et de 1 ns pour les scintillateurs liquides. Dans les deux cas, l'indice de réfraction est de l'ordre de 1,5 de sorte qu'il faut à la lumière un dixième de nanoseconde pour parcourir 2 cm de scintillateur. Cette valeur montre le rôle non négligeable joué par les dimensions géométriques du milieu détecteur dès qu'il s'agit de fractions de ns. L'effet Cerenkov est bien plus intéressant à cet égard puisque l'impulsion lumineuse est constituée par des photons groupés sur une véritable onde de choc. Elle est donc extrêmement brève et peut être liée de façon beaucoup plus précise aux instants de la particule.

Ces deux types de détecteurs sont normalement associés à un photomultiplicateur qui introduit une certaine dégradation de l'information temporelle. La majeure partie de cette dégradation est due aux fluctuations du temps de transit des électrons entre la photocathode et l'anode collectrice. Ces fluctuations sont de l'ordre de 0,2 ns pour les photomultiplicateurs

les plus rapides utilisables actuellement en physique nucléaire. Il n'est pas déraisonnable de penser que le regain d'intérêt porté en ce moment auxphotodétec teurs, par suite des possibilités de développement des communications par lasers, entraînera une amélioration notable des photomultiplicateurs. Par exemple, le « lasecon » étudié chez R.C.A. [8] est un photodétecteur pour hyperfréquences associant un tube à ondes progressives et une structure de photomultiplicateur comportant une photocathode plane semi-transparente et une succession de dynodes également planes et parallèles à la photocathode, utilisant l'émission secondaire par transmission. On sait que ce type de structure présente le gros avantage d'assurer à tous les électrons des trajectoires courtes et identiques, réduisant à la fois le temps de transit et ses fluctuations. Dans le « lasecon » la bande passante serait de 2 GHz.

En ce qui concerne les détecteurs à semiconducteurs, les estimations laissent supposer un temps de collection qui, dans les cas les plus favorables, serait inférieur à la nanoseconde. Malheureusement la quantité de charges mise en jeu est très faible. Pour le silicium, une particule de 1 MeV produit 2,8.10^5 paires de porteurs qui, s'ils sont collectés en 1 ns, fournissent une impulsion de courant de 45 μA. Du point de vue de l'information temporelle, une telle impulsion n'est pas directement exploitable et pose le problème de l'amplification infra-nanoseconde.

Ce problème d'amplification rapide avait pratiquement disparu lors de l'emploi des photomultiplicateurs à grand gain. Il se pose à nouveau dans le cas précis des détecteurs à jonctions et va sans doute se généraliser car il est probable que plus l'on voudra aller vite, plus la quantité de signal sera faible. Pour plus d'exactitude, il s'agit de rendre compatibles la sensibilité des dispositifs d'analyse et l'amplitude du signal détecté. Ce point de vue est quand même plus favorable que celui qui envisage simplement l'élargissement de la bande passante des amplificateurs. Il est, en effet, difficile de penser que cette bande, qui doit en principe partir du zéro, puisse s'étirer jusqu'au domaine des gigahertz. Ce domaine, qui est celui des hyperfréquences, possède ses techniques propres et il semblerait plus raisonnable d'envisager le problème sous un autre angle. Il s'agit en fait de traiter l'information temporelle fournie par les détecteurs et l'on suppose que celle-ci apparaît sous la forme d'un signal bref. Le spectre de fréquences de ce signal est très étalé mais seules les fréquences élevées contribuent effectivement à l'information de temps. On peut donc envisager de n'utiliser que ces dernières comme support de l'information temporelle, quitte à conserver en parallèle une voie continue pour définir les niveaux.

On peut essayer maintenant d'examiner par quels moyens il serait possible d'aller plus vite.

D'abord que peut-on espérer des moyens actuels ? On a vu que les circuits rapides actuels reposaient sur l'emploi de jonctions semiconductrices. Considéré d'un point de vue purement philosophique cela peut paraître surprenant puisque le fonctionnement de tels dispositifs est basé sur la diffusion de porteurs minoritaires, diffusion qui s'effectue avec une vitesse relativement faible, et donne lieu, par surcroît, à des effets d'accumulation. On sait par quels prodiges de technologie ce handicap a pu être compensé mais on sait également qu'il sera très difficile d'aller beaucoup plus loin. Si on prend comme figure de mérite d'un transistor la fréquence F_m à laquelle le gain atteint l'unité, on voit clairement sur la courbe de la figure 11 que celle-ci est près de sa valeur asymptotique.

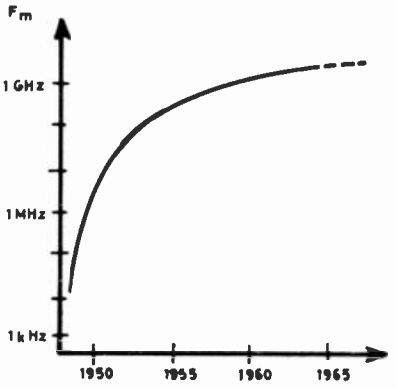


FIG. 11. — Figure de mérite des transistors.

La fréquence F_m peut s'exprimer par la relation :

$$F_m = \frac{1}{4\pi}\sqrt{\frac{\alpha_0}{r_b t_{ec} C_c}}$$

α_0 : gain en courant en base commune

C_c : capacité collecteur

r_b : résistance de base

t_{ec} : temps de transit effectif entre l'émetteur et le collecteur.

Le terme t_{ec} comprend en particulier le temps de transit dans la base t_b. La limitation physique de l'augmentation de F_m apparaît alors sous la forme d'un dilemme dans le produit $r_b \cdot t_b$, la réduction du temps de transit t_b par diminution de l'épaisseur de la base entraînant une augmentation de la résistance r_b de cette dernière.

Par contre l'effet « tunnel » utilisé dans les jonctions abruptes fortement dopées est, par sa nature, un phénomène extrêmement rapide. Les diodes « tunnel » actuellement disponibles paraissent encore très loin de leurs limites et il semble qu'un effort technologique permettrait un gain important. Les Laboratoires de la General Electric ont déjà annoncé l'obtention de diodes fonctionnant à très hautes densités de courant et dont le temps de commutation serait de quelques picosecondes. De même le recouvrement des diodes « snap-off » paraît susceptible d'amélioration. Mais tous ces progrès possibles ne sont pas suffisants et, en particulier, ne résolvent pas, dans son ensemble, le problème des bas niveaux.

2.2. Découvertes récentes permettant d'entrevoir la réalisation d'une instrumentation ultra-rapide

On examinera maintenant, parmi les dernières découvertes techniques, celles qui semblent, aujourd'hui, pouvoir apporter des solutions à l'élaboration d'une instrumentation nucléaire ultra-rapide. On envisagera la question, non plus suivant une conception limitée à la notion de circuit, comme précédemment, mais sous l'aspect beaucoup plus général du transfert et de l'analyse d'une information temporelle, fournie par un système détecteur, sans présumer de la discipline utilisée : électronique impulsionnelle, hyperfréquences, optique ou même mécanique.

On a vu que dans les semiconducteurs, la conduction par porteurs minoritaires était une cause de limitation de la rapidité. Une génération de dispositifs a été imaginée, utilisant la conduction par porteurs majoritaires. On citera les plus intéressants :

2.2.1. *La diode à porteurs chauds* [9] : elle est constituée d'une hétérojonction, c'est-à-dire d'une jonction entre deux semiconducteurs de même type mais de nature différente ou entre un semiconducteur de type *n* et un métal. Dans une jonction de ce dernier type (fig. 12), polarisée dans le sens direct, les porteurs

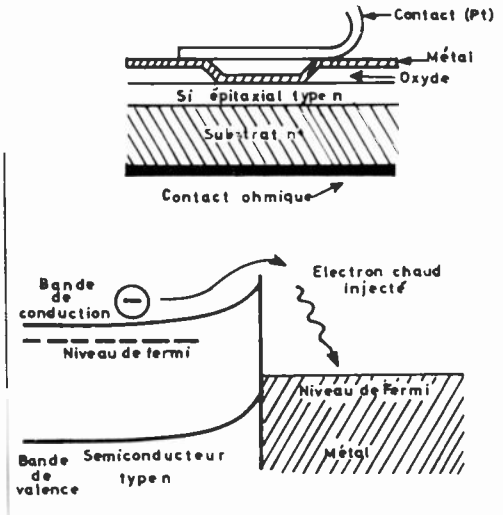


FIG. 12. — Diode à porteurs chauds.

majoritaires (électrons) sont injectés dans le métal et possèdent une vitesse supérieure à celle due à l'agitation thermique, d'où le nom de porteurs « chauds ». Le temps de recouvrement d'une telle diode est extrêmement bref, théoriquement de quelques picosecondes, car le phénomène d'accumulation des porteurs minoritaires n'intervient pas.

2.2.2. *Le transistor à base métallique* [10] : ce transistor est constitué d'un film métallique mince, la base, prise en sandwich entre deux semiconducteurs de type *n* : l'émetteur et le collecteur (fig. 13). Les électrons injectés de l'émetteur dans la base sont très énergiques (électrons chauds de 6 à 10 eV). Leur temps de transit dans la base est extrêmement

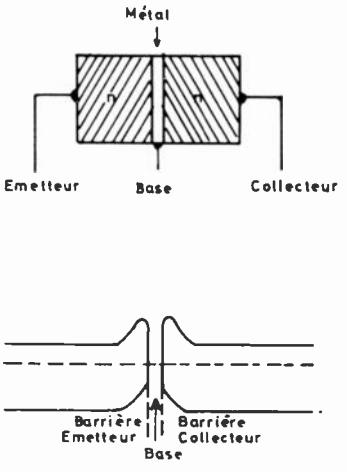


FIG. 13. — Transistor à base métallique.

faible : pour une épaisseur de base de 100 Å, il serait de 10^{-14} s. D'autre part la résistance de base est beaucoup plus faible que dans le cas d'un transistor *npn*. Par suite, la figure de mérite peut être beaucoup plus grande que pour un transistor ordinaire. Une valeur de 10 GHz a déjà été obtenue et il semble raisonnable d'espérer atteindre 100 GHz.

2.2.3 *La triode à limitation par charge d'espace* [11] : proposée vers 1959, elle utilise, comme porteurs de charge, des électrons injectés par un métal dans un diélectrique ou un semi-isolant, au niveau de la première bande permise qui se trouve vide. Sous l'effet d'un champ électrique, ces électrons se déplacent dans la structure périodique du cristal et l'excès de charge ainsi introduit n'est limité que par la répulsion mutuelle des électrons. La figure de mérite pourrait, dans des réalisations à films minces, dépasser le gigahertz.

2.2.4. *Autres dispositifs.* On ne parlera pas ici des différentes configurations : à interactions champ magnétique - charges, à effets « tunnel », à plasmas solides, à supra-conductivité, etc. Leur intérêt est loin d'être négligeable, mais cela entraînerait à de trop longs développements.

Ces divers dispositifs font intervenir des interactions localisées, entre charges. Les interactions progressives entre une onde qui se propage et des charges en mouvement devraient permettre de traiter des signaux intéressant des domaines de temps extrêmement courts. Les tubes à propagation d'ondes, qui fonctionnent dans la gamme des gigahertz et dont les gains peuvent être élevés, sont susceptibles d'apporter une solution aux problèmes d'amplification infra-nanoseconde, en utilisant l'intermédiaire d'une modulation de porteuse hyperfréquence.

De son côté, l'*amplificateur ultra-sonique*, s'il se développe favorablement, pourrait fournir une contribution à ce problème. Il est basé sur l'interaction entre des électrons, en mouvement dans un semiconducteur piézo-électrique, et des ondes ultrasonores qui s'y déplacent plus lentement. Avec du titanate de baryum, des gains de 40 dB ont été obtenus à 45 MHz, mais cette fréquence ne semble pas limitative.

Les *amplificateurs à plasmas* conduisent également à des gains élevés par longueur d'onde et pour des fréquences s'étendant de 100 MHz à 35 GHz. Leur technologie complexe et leur faible durée de vie leur enlèvent encore tout intérêt pratique, mais il convient d'observer attentivement leur évolution.

Mais c'est certainement l'*opto-électronique* qui semble promettre les applications les plus immédiates et les plus intéressantes, dans le domaine de l'instrumentation nucléaire ultra-rapide. Il n'est pas possible de s'étendre longuement sur ce sujet. On se bornera à laisser entrevoir les possibilités offertes, dès à présent, par les jonctions lumineuses, capables, à partir d'un signal électrique relativement faible, de moduler un faisceau lumineux à des fréquences dépassant le gigahertz. Un tel faisceau, porteur de l'information, peut subir des opérations de sélection et d'analyse dans une logique optique et restituer l'information ainsi traitée, sous forme de signal électrique, dans un photodétecteur. Ce support lumineux sera, au début, de nature non cohérente, pour ne pas exiger des courants de modulation trop importants et l'emploi de très basses températures. Mais il n'est pas impossible d'imaginer qu'il passera un jour au stade de la cohérence, avec toutes les immenses possibilités de précision offertes par les méthodes interférentielles.

Enfin, il faut citer les *méthodes paramétriques*. Il est possible qu'elles fournissent, en particulier, un moyen très élégant d'exploitation des informations de certains détecteurs.

3. Conclusion

Cette simple énumération des possibilités d'avenir montre à quel point il est difficile, étant donné le nombre et la variété des voies qui sont offertes, d'effectuer un choix a priori. D'autre part, la rapidité d'évolution de ces techniques risque, à chaque instant, de poser le problème sous un jour nouveau et de tout remettre en question. De toutes façons, les spécialistes de l'électronique rapide doivent observer avec vigilance le développement de disciplines, autrefois fort éloignées de leurs préoccupations ; ils doivent s'attendre à des reconversions spectaculaires et se réjouir d'avoir maintenant la garantie d'un avenir exempt de toute monotonie.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MOLL J.L., KRAKAUER S. et SHEN R. — P-N junction charge-storage diodes, *Proc. of the I.R.E.*, 50, 1, p. 43, 1962.

[2] VAN ZURK R. — Utilisation des diodes à recouvrement brusque. *Nucl. Inst. & Meth.*, 31, 1964, 1, p. 68.

[3] VAN ZURK R. — Circuit de déclenchement à transistor fonctionnant en régime d'avalanche contrôlée. *Note technique* DEG/SER/64.

[4] VAN ZURK R. — Colloque International sur les Techniques des Mémoires, Paris, avril 1965.

[5] VAN ZURK R. — Sélecteur en temps nanoseconde à conversion Temps-Amplitude et à présélection. *Electronique nucléaire* 1963, p. 619.

[6] VACHER J. — Dispositif pour le tracé d'une carte de flux thermique d'un réacteur. *Electronique Nucléaire*, 1963, p. 451.

[7] ALEXANDRE B., RIOU C. — Mémoires à lames minces ferromagnétiques ; Applications en électronique nucléaire. Rapport DE/1663-1129.

[8] BLATTNER D.J., JOHNSON H.C., MORTON G.A., RUEDY J.E., STERZER F. — 5e Congrès International Tubes pour Hyperfréquences, Paris, 1964.

[9] KRAKAUER S.M., SOSHEA S.W. — Hot carrier diodes switch in picoseconds. *Electronics*, July 19, 1963, p. 53.

[10] GEPPERT D.V., MUELLER R.A. — Metal base transistor pushes back the frequency barrier, *Electronics*, March 13, 1964, p. 42.

[11] WRIGHT G.T. — A proposed space-charge limited dielectric triode. *J. Brit. I.R.E.*, 20, May 1960, p. 337.

RÉALISATION D'UN INTERFÉROMÈTRE A BRANCHE OUVERTE DANS LA BANDE DES 35 GHz* :

Application aux diélectriques et à l'étude des colonnes positives de décharge dans les gaz

PAR

Cl. MARZAT et A. BOTTREAU

Laboratoire d'optique ultra-hertzienne
Faculté des Sciences de Bordeaux

1. Introduction : But de l'appareil et difficultés rencontrées

Les méthodes classiques de mesure en propagation guidée des permittivités complexes dans les bandes centimétriques et millimétriques s'avèrent inapplicables lorsqu'il s'agit d'étudier des panneaux ou des profilés diélectriques, des gaz ionisés ou tous autres matériaux ne pouvant être contenus dans un guide.

Les mesures à l'air libre, délaissées dans les bandes centimétriques à cause des diffractions et réflexions parasites, prennent une importance accrue dans les bandes millimétriques où l'on peut disposer de faisceaux très étroits.

Notre but était de réaliser un interféromètre à une branche ouverte qui permette les études énumérées plus haut avec une précision comparable à celles obtenues avec les méthodes classiques.

L'idée de la méthode consiste à utiliser comme point de départ le schéma classique [1, 2] représenté figure 1 qui permet par la branche 1 des mesures d'atténuation et par les branches 1 et 2 des mesures de déphasages.

Nous avons été amenés à introduire dans ce montage de base des dispositifs spécialement étudiés pour minimiser les « effets triviaux » que nous allons énumérer préalablement. Le montage final auquel nous sommes arrivés est nécessairement plus compliqué que le dispositif de départ, il est en particulier caractérisé par le fait que les trajets en propagation guidée restent constants même pendant le déplacement des cornets.

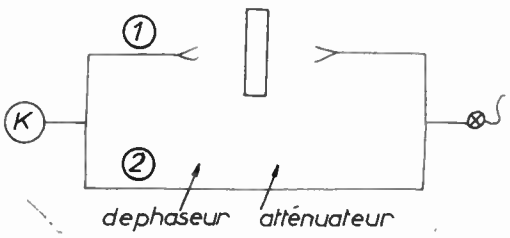


FIG. 1. — Montage de base.

2. Etude des perturbations apportées par l'introduction d'une branche ouverte

Des articles récents [3, 4] en ont donné une énumération tout à fait en accord avec nos propres constatations. Nous allons à nouveau les passer en revue en indiquant, au fur et à mesure, les solutions que nous proposons pour les minimiser.

Le passage de la propagation guidée à la propagation à l'air libre, puis à celle dans le diélectrique pose tout d'abord des problèmes d'adaptation. Nous avons été amenés, en premier lieu, à étudier la phase du coefficient de transmission lorsque l'on modifie les positions respectives des cornets et de l'échantillon. En effet, si l'on choisit une position arbitraire du diélectrique dans le faisceau à l'air libre, et si l'on prend une valeur quelconque pour la distance entre les cornets, la mesure de la variation de la phase du coefficient de transmission, lorsque l'on introduit l'échantillon, conduit à des résultats erronés pour la permittivité.

2.1. Interaction cornet émetteur - cornet récepteur en l'absence d'échantillon

Lorsque l'on modifie la distance x entre les cornets, quoique celle-ci soit relativement importante (50 cm), la variation $\Delta\varphi_0$ de la phase du coefficient de transmission de la lame d'air comprise entre les cornets, n'obéit pas à une loi linéaire, mais présente une ondulation autour de la droite théorique (fig. 2).

(*) Etude faite avec la participation de la D.G.R.S.T., Action concertée électronique.

L'amplitude de ces fluctuations est fonction principalement du choix des cornets. L'emploi de lentilles zonées adaptées aux cornets est la solution que nous avons retenue.

Malgré ces précautions, il subsiste une amplitude d'ondulation de 3,5° de part et d'autre de la droite théorique. Mais si l'on prend la précaution de régler la distance x en des points correspondant à l'intersection des ondulations avec la droite, on se trouvera dans

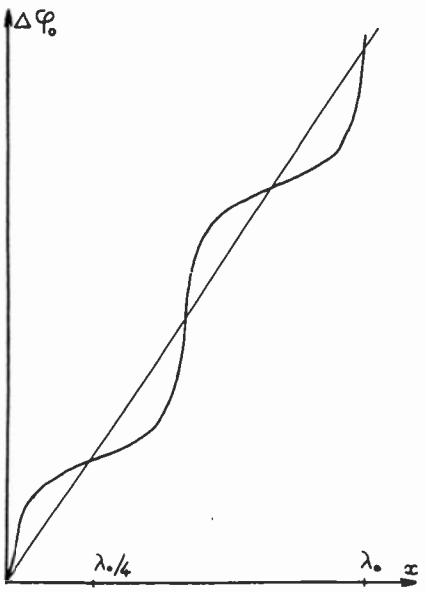


FIG. 2. — Variation de la phase du coefficient de transmission en fonction de la distance entre les cornets.

les conditions optimales. On peut vérifier que ces points sont bien distants de $\lambda_0/4$ (λ_0 étant la longueur d'onde à l'air libre) et qu'alternativement ces points correspondent à un facteur de transmission maximal (épaisseur d'air x « antireflet ») ou minimal (« reflet »).

2.2. INFLUENCE DE LA POSITION DE L'ÉCHANTILLON

Lorsque l'on introduit l'échantillon dans la branche ouverte, on fait apparaître de nouvelles interactions (fig. 3) entre :

— le cornet émetteur et l'échantillon,

— le cornet récepteur et l'échantillon.

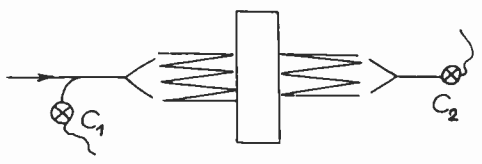


FIG. 3. — Interactions en présence de l'échantillon.

Lorsque l'on fait varier la position de l'échantillon, ces perturbations se traduisent par une dispersion sinusoïdale des résultats, de période $\lambda_0/2$. $\Delta\varepsilon/\varepsilon$ peut atteindre 4 à 5 % (fig. 4).

Il faudra donc choisir des valeurs convenables pour la distance entre les cornets et l'échantillon.

En pratique, on opère comme suit :

1° On masque le cornet récepteur par un absorbant non réfléchissant et on règle la position de l'échantillon à l'aide d'une vis micrométrique pour avoir un coefficient de réflexion minimal mesuré par le cristal détecteur C_1 (fig. 3). Dans ces conditions, la distance entre le cornet émetteur et le diélectrique est égale à un multiple de $\lambda_0/2$, donc le déphasage correspondant est bien défini (multiple de π), la lame d'air située en avant de l'échantillon a une épaisseur antireflet.

2° On démasque le cornet récepteur, et on règle sa position à l'aide d'une seconde vis pour avoir un coefficient de transmission maximal contrôlé par C_2 (fig. 3). La lame d'air située en arrière du diélectrique est ainsi accordée à son tour. Pour l'échantillon de ferritite utilisé, la position du matériau est d_{AR} (fig. 4).

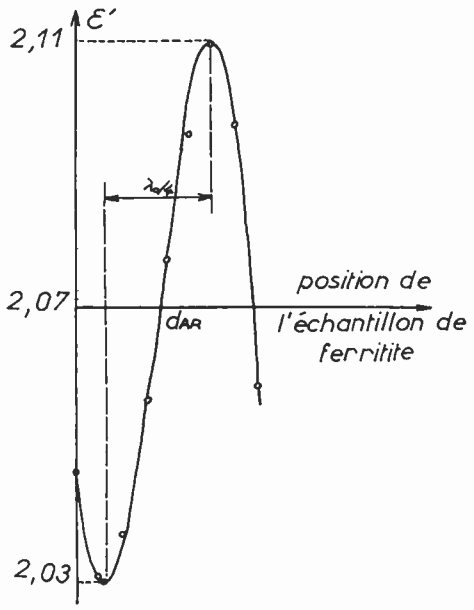


FIG. 4. — Dispersion des valeurs de ε' en fonction de la position de l'échantillon.

2.3. INTERACTIONS ENTRE LES FACES DE L'ÉCHANTILLON (influence des réflexions internes)

Il s'agit maintenant d'étudier les perturbations apportées par l'épaisseur non infinie de l'échantillon. Nous sommes partis d'un échantillon diélectrique dont nous avons diminué l'épaisseur de dixième en dixiéme de millimètre. Comme on pouvait s'y attendre, les variations obtenues sont encore du type figure 2 ; la périodicité étant de $\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde dans le diéléctrique. Le réglage de la position de l'échantillon sera donc d'autant plus juste que l'épaisseur de la lame sera voisine d'une épaisseur reflet ou antireflet (éventuellement en retouchant la longueur d'onde).

3. Description de l'appareil et méthode de mesure

3.1. DESCRIPTION

Notre appareil [5], schématisé figure 5, est représenté sur la figure 6.

1° Un découplage énergique entre le bras de mesure et celui de référence à l'aide d'un coupleur directif (de préférence à un té hybride) dont les bras latéraux sont découplés de 36 dB (au lieu de 5 dB pour le té). Pour plus de sécurité, nous avons encore ajouté un uniligne en avant du cornet émetteur. Ainsi nous sommes certains que l'introduction d'un échantillon dans la branche de mesure n'apporte aucune perturbation dans la branche de référence.

— On enlève alors l'échantillon. Si Δx représente la variation algébrique de la distance entre les cornets pour retrouver la frange achromatique, la phase du coefficient de transmission de l'échantillon sera donnée par :

$$\varphi = \beta_0(e + \Delta x), \quad \text{avec} \quad \beta_0 = 2\pi/\lambda_0,$$

où e représente l'épaisseur de l'échantillon.

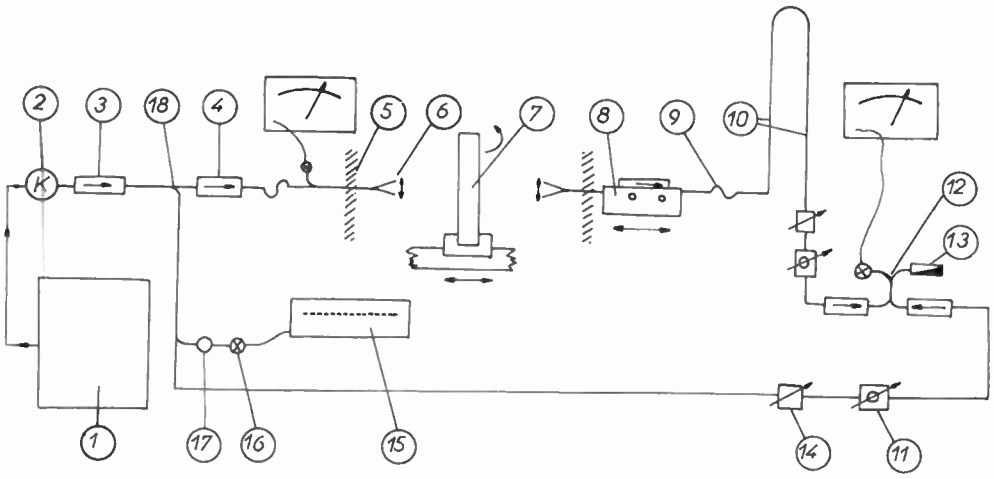


FIG. 5. — Schéma de l'interféromètre

1. Alimentation, 2. Klystron, 3. Uniligne, 4. Microvoltmètre. 5. Matériau anéchoïde, 6. Cornet, 7. Echantillon, 8. Glissière, 9. Torsade, 10. Guide flexible, 1. Déphaseur auxiliaire, 12. Jonction hybride, 13. Charge adaptée, 14. Atténuateur étalonné, 15. Galvanoscope, 16. Cristal détecteur, 17. Ondemètre, 18. Coupleur directif.

2° Les longueurs électriques des bras de mesure et de référence sont égales, afin d'éviter les perturbations dues à la dérive en fréquence du klystron (Philips 55335). On pointe ainsi la frange achromatique.

Pour réaliser rigoureusement cette égalité, il a fallu mettre en œuvre un banc de mesure auxiliaire pour mesurer les déphasages propres introduits par les différents éléments. En outre, la tension réflexe est assurée à une stabilité de $2 \cdot 10^{-5}$. Finalement, une fois que le klystron a atteint son équilibre thermique, on peut évaluer que les fluctuations résiduelles ne se traduisent que par un écart de cinq millièmes en valeur relative sur φ.

3° Pour éviter les diffractions parasites, on utilise des lentilles en téflon et des échantillons de dimensions supérieures au diamètre de faisceau.

4° Pour avoir des plans équiphases, nous avons choisi des lentilles zonées à correction de phase (C.S.F.).

3.2. Méthode de mesure

La méthode de mesure est la suivante :

— On règle la position de l'échantillon et celle du cornet récepteur comme indiqué plus haut. On pointe la frange achromatique (minimum de tension détectée dans le mélangeur) en retouchant les déphaseurs auxiliaires. Puis on note la position du cornet récepteur à l'aide d'un comparateur associé à un dispositif optique permettant d'apprécier le millième de millimètre. Enfin on relève la puissance transmise par l'échantillon lorsque l'on élimine totalement la puissance issue du bras de référence. Soit V la tension lue au microvoltmètre électronique.

Si $\Delta x > 0$ (on a augmenté la distance entre les cornets pour retrouver la frange achromatique) la permittivité est supérieure à 1, et si $\Delta x < 0$, elle est inférieure à 1.

Pour qu'en absence d'échantillon, l'interaction entre cornets soit d'importance négligeable, on peut montrer qu'il est nécessaire que φ soit le plus voisin possible de $k\pi$. Cela s'obtient par un choix préalable de β_0, c'est-à-dire de λ_0.

Il suffit alors de mesurer la tension détectée V_0 (lorsque la puissance guidée par la branche de référence est totalement atténuée) pour en déduire le module du coefficient de transmission :

$$|\tau| = \sqrt{\frac{V}{V_0}},$$

dans le cas d'une détection quadratique.

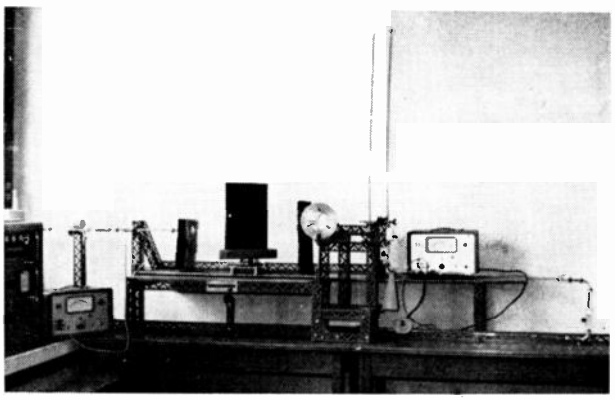


FIG. 6.

4. Interprétation des résultats obtenus

4.1. Détermination des valeurs approchées de α et β

S'il n'y avait pas de réflexions multiples à l'intérieur de l'échantillon, ce qui n'est pas le cas ici, on pourrait écrire :

$$\tau = \exp(-\gamma e), \quad \text{avec} \quad \gamma = \alpha + j\beta$$

(γ constante de propagation complexe) soit :

$$|\tau| = \exp(-\alpha e), \quad \text{avec} \quad \varphi = \beta e,$$

$|\tau|$ et φ étant les valeurs mesurées comme indiqué précédemment. Il vient les valeurs approchées :

$$\alpha_a = \frac{1}{2e} \ln \frac{V_0}{V},$$

$$\beta_a = \frac{\varphi}{e} = \beta_0 \left(1 + \frac{\Delta x}{e}\right).$$

Dans le cas des diélectriques non absorbants ($\alpha = 0$; $\gamma = j\beta$) et en choisissant une épaisseur convenable (reflet ou antireflet), nous pouvons déterminer, à l'aide uniquement de l'équation de phase, la valeur de la permittivité :

$$\varepsilon = n^2 = \left(1 + \frac{\Delta x}{e}\right)^2.$$

Valeurs approchées et valeurs réelles sont alors égales.

On peut encore faire varier l'épaisseur de l'échantillon en l'inclinant d'un angle i. On montre alors que :

$$\varepsilon = 1 + \frac{\Delta x}{e}\left(\frac{\Delta x}{e} + 2\cos i\right).$$

Cette dernière façon de procéder semble éliminer à partir d'une certaine inclinaison, les interactions entre les cornets et l'échantillon quelle que soit la position de ce dernier.

4.2. Calcul des valeurs exactes dans le cas général. (Matériaux absorbants, épaisseur quelconque).

Dans le cas où l'on tient compte des réflexions internes, le coefficient de transmission du matériau considéré a l'expression classique suivante :

$$\tau = \frac{(1-\rho^2)\exp(-\gamma e)}{1-\rho^2 \exp(-2\gamma e)},$$

où ρ est le coefficient de réflexion complexe lié à l'impédance réduite z par :

$$\rho = \frac{z-1}{z+1} = \frac{1-\sqrt{\varepsilon' - j\varepsilon''}}{1+\sqrt{\varepsilon' - j\varepsilon''}}.$$

Soit encore :

$$\rho = \frac{\beta_0 - \beta + j\alpha}{\beta_0 + \beta - j\alpha}.$$

En posant :

$$a = 2\beta_0(\beta^2 + \alpha^2)$$

$$b = \beta(\beta_0^2 + \beta^2 + \alpha^2)$$

$$c = \alpha(\beta_0^2 - \beta^2 - \alpha^2).$$

Il vient :

$$\tau = \frac{a}{(a \operatorname{ch} \alpha e + b \operatorname{sh} \alpha e)\cos \beta e - c \operatorname{ch} \alpha e \sin \beta e + j\,[(a \operatorname{sh} \alpha e + b \operatorname{ch} \alpha e)\sin \beta e + c \operatorname{sh} \alpha e \cos \beta e]}$$

d'où, en séparant argument et module :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{(a \operatorname{sh} \alpha e + b \operatorname{ch} \alpha e)\sin \beta e + c \operatorname{sh} \alpha e \cos \beta e}{(a \operatorname{ch} \alpha e + b \operatorname{sh} \alpha e)\cos \beta e - c \operatorname{ch} \alpha e \sin \beta e}$$

$$|\tau|^2 = \frac{a^2}{[(a \operatorname{ch} \alpha e + b \operatorname{sh} \alpha e)\cos \beta e - c \operatorname{ch} \alpha e \sin \beta e]^2 + [(a \operatorname{sh} \alpha e + b \operatorname{ch} \alpha e)\sin \beta e + c \operatorname{sh} \alpha e \cos \beta e]^2}$$

Nous sommes par conséquent amenés à résoudre un système de deux équations transcendantes à deux inconnues (α et β). Nous utilisons pour cette résolution un ordinateur IBM1620, et après plusieurs essais de programmes, notre choix s'est fixé sur une méthode d'approximations successives, par développement de Taylor autour du point réel, à partir des valeurs approchées α_a et β_a de α et β :

$$V(\alpha, \beta) = V(\alpha_a, \beta_a) + V'_\alpha(\alpha_a, \beta_a)\,d\alpha + V'_\beta(\alpha_a, \beta_a)\,d\beta + \ldots$$

$$U(\alpha, \beta) = U(\alpha_a, \beta_a) + U'_\alpha(\alpha_a, \beta_a)\,d\alpha + U'_\beta(\alpha_a, \beta_a)\,d\beta + \ldots$$

En posant :

$$U(\alpha, \beta) = \operatorname{tg} \varphi (\alpha, \beta) \quad \text{et} \quad V(\alpha, \beta) = |\tau(\alpha, \beta)|^2.$$

Ces équations permettent de tirer une première valeur d'écarts $d\alpha$ et $d\beta$ de α et β cherchés, en partant des valeurs approchées α_a et β_a. Ayant ces valeurs, on introduit comme nouvelles valeurs approchées :

$$\alpha'_a = \alpha_a + d\alpha,$$
$$\beta'_a = \beta_a + d\beta,$$

et une nouvelle « boucle » donne de nouvelles valeurs plus approchées. On recommence l'opération jusqu'à atteindre la précision désirée.

Connaissant alors les vraies valeurs de α et β, on en déduit immédiatement la permittivité complexe $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ par les relations :

$$\varepsilon' = \frac{\beta^2 - \alpha^2}{\beta_0^2} \quad \text{et} \quad \varepsilon'' = \frac{2\alpha\beta}{\beta_0^2}.$$

4.3. Cas des matériaux non absorbants

Les formules de correction sont, bien entendu, encore valables pour des matériaux non absorbants. On retrouve, en particulier, la formule de tg φ déjà donnée par d'autres auteurs [6, 7] :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1+\varepsilon}{2\sqrt{\varepsilon}} \operatorname{tg} \beta_0 e \sqrt{\varepsilon}$$

Il s'agit là d'une seule équation transcendante à une inconnue au lieu de deux comme dans le cas général. On peut la résoudre en quelques itérations sans faire appel nécessairement à un ordinateur.

Dans ce cas particulier, nous avons calculé l'amplitude $\Delta\varphi$ des ondulations dues aux réflexions multiples à l'intérieur de l'échantillon :

$$\Delta\varphi = \operatorname{Arc\,tg} \sqrt{\frac{1+\varepsilon}{2\sqrt{\varepsilon}}} - \operatorname{Arc\,tg} \sqrt{\frac{2\sqrt{\varepsilon}}{1+\varepsilon}}.$$

5. Applications

5.1. Etude des diélectriques

Afin d'éprouver notre méthode nous avons opéré à la fois sur des matériaux transparents et à pertes.

Pour les diélectriques à pertes, le laboratoire s'étant, par ailleurs, intéressé aux papiers, nous n'aurions su trouver mieux qu'un bloc de papier pour avoir un matériau homogène et de clivage facile.

Ainsi pour un papier duplicateur Velin α VII/1, 80 g/m² fabriqué par les Etablissements Chatelles :

$$\varepsilon' = 2{,}16 \pm 0{,}01 \quad \text{et} \quad \varepsilon'' = 0{,}14 \pm 0{,}02.$$

On peut obtenir une précision sur ε'' comparable à celle sur ε' à condition de mesurer les tensions V et V_0 avec une précision relative de 10^{-3}. Pour cela nous avons utilisé un pont d'opposition.

Le papier étant fortement absorbant, pour les épaisseurs relativement grandes utilisées, les corrections à l'ordinateur sont très faibles. Mais, les corrections deviennent « spectaculaires » dans le cas, par exemple, de la bakélite pour laquelle nous avons obtenu :

$$\varepsilon'_a = 3{,}63 \pm 0{,}02, \qquad \varepsilon''_a = 0{,}36 \pm 0{,}02,$$
$$\varepsilon' = 3{,}81 \pm 0{,}01, \qquad \varepsilon'' = 0{,}28 \pm 0{,}01.$$

On remarquera que les valeurs corrigées sont moins dispersées que les valeurs approchées pour des mesures correspondant à plusieurs épaisseurs et pour des longueurs d'ondes différentes.

Dans le cas des diélectriques non absorbants, nous avons trouvé pour le téflon :

$$\varepsilon_a = 2{,}04 \pm 0{,}01 \quad \text{et} \quad \varepsilon = 2{,}072 \pm 0{,}008.$$

5.2. Etude des plasmas

5.2.1. *Modification du montage*

Les techniques du vide et des gaz ionisés, conduisent à utiliser, en général, des enceintes cylindriques. Il nous a donc fallu adapter notre appareil à la mesure des permittivités des échantillons de révolution.

Nous avons opté pour une solution, consistant à attaquer radialement les tubes cylindriques, grâce à une convergence du faisceau hyperfréquence incident, réalisée par des lentilles également cylindriques, dont les génératrices sont parallèles à l'axe de l'échantillon.

Il s'agissait donc de réaliser des lentilles et de vérifier que les réglages précédents étaient conservés et que de nouvelles perturbations irrésolubles n'apparaissaient pas. Nous avons adapté des lentilles en téflon, dont la distance focale, contrôlée par le calcul est de 80 mm. L'axe du tube est placé aux foyers des

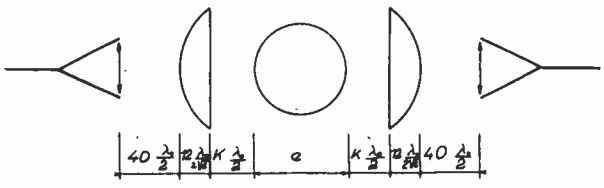


Fig. 7. — Montage des cornets et lentilles.

lentilles. Nos résultats antérieurs sur les diélectriques, nous ont amené à choisir une suite d'épaisseurs d'air « antireflet » entre cornet et lentilles et entre les lentilles elles-mêmes.

L'épaisseur des lentilles est $12\ \lambda_0/2\sqrt{\varepsilon}$ ($\varepsilon = 2{,}07$) et leur disposition est représentée sur la figure 7.

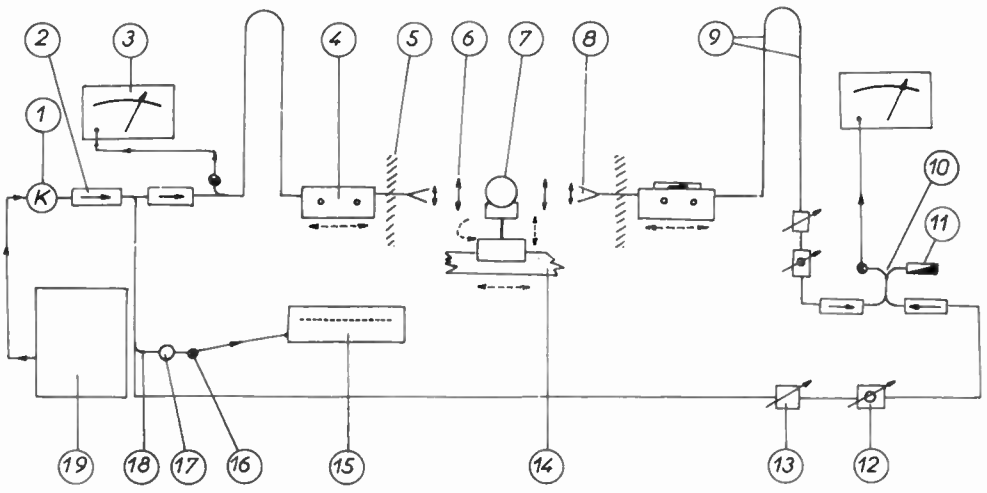


FIG. 8. — Schéma de l'interféromètre.

1. Klystron, 2. Uniligne, 3. Microvoltmètre, 4. Glissière, 5. Panneaux absorbants, 6. Lentilles complémentaires, 7. Tubes à gaz, 8. Cornets et lentilles, 9. Guides flexibles, 10. Jonction hybride, 11. Charge adaptée, 12. Déphaseur, 13. Atténuateur variable, 14. Porte échantillon 15. Galvanoscope, 16. Cristal détecteur, 17. Ondemètre, 18. Coupleur directif, 19. Alimentation stabilisée.

Le schéma de l'interféromètre adapté à l'étude des tubes est représenté figure 8.

Il est à remarquer que ces lentilles assument d'elles-mêmes un découplage supplémentaire (fig. 9) qui se traduit par un coefficient de réflexion bien inférieur à celui (déjà faible) que l'on avait sans lentille. Au besoin, nous retouchons légèrement à l'aide d'un système *xy* de vis micrométrique la position de l'échantillon et en ajustant les distances, d'une part entre les lentilles et l'échantillon, d'autre part entre les lentilles et le cornet émetteur dont la position est réglable à l'aide d'un guide flexible.

Le diamètre du plasma sera quelconque a priori. Les formules générales programmées à l'ordinateur

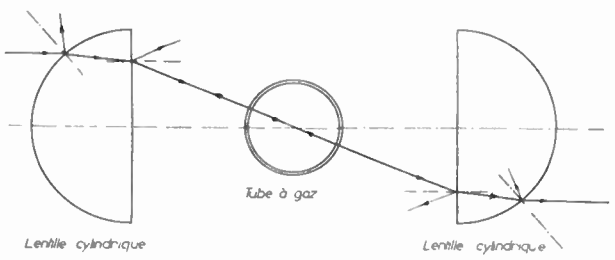


FIG. 9.

IBM seront encore utilisables, puisque l'échantillon est traversé radialement par l'onde hyperfréquence.

Avant de passer à l'étude des gaz ionisés, nous avons vérifié, une fois encore, la validité de notre appareillage sur des rondins diélectriques plus ou moins absorbants et de diamètres différents. Les résultats se recoupent avec ceux obtenus dans les études préliminaires sur les panneaux.

5.2.2. *Résultats obtenus sur une colonne positive. Détermination de l'indice et de la densité électronique moyenne.*

Nous avons appliqué notre procédé de mesure à l'étude de la colonne positive contenue dans des tubes fluorescents du commerce de la série U40, à électrodes trispiralées. Suivant que ces tubes étaient alimentés en tension alternative ou continue, et en cathode chaude ou froide, nous avons tracé dans ces différents cas la variation de l'indice en fonction du courant. Nous avons constaté qu'il n'y avait aucune absorption ε'' notable. Dans ces conditions, point n'est besoin d'utiliser les formules générales et la programmation à l'ordinateur prévues pour les permittivités complexes. De plus, l'épaisseur ici quelconque (35,5 mm) n'apporte pratiquement pas de correction, puisque l'indice est très voisin de l'unité ; en effet l'amplitude des sinuosités dues aux réflexions multiples dans le gaz, donné par la relation :

$$\Delta\varphi = \text{Arc tg}\sqrt{\frac{1+\varepsilon}{2\sqrt{\varepsilon}}} - \text{Arc tg}\sqrt{\frac{2\sqrt{\varepsilon}}{1+\varepsilon}}$$

est ici, même dans le cas où l'indice est le plus faible, inférieur à 3.10^{-4}.

Il nous suffit, par conséquent, d'employer la relation :

$$n = 1 + \frac{\Delta x}{e}.$$

Les figure 10, 11, 12 et 13 résument les résultats obtenus avec un tube du type Blanc Z.

Nous avons alors déterminé la densité électronique moyenne N à l'aide de la formule de SELLEMEIER supposée applicable ici (au moins en première approximation) puisque nous avons pris soin d'explorer les tubes du côté anode, c'est-à-dire sur la colonne positive.

$$n^2 = 1 - \frac{Ne^2}{m\pi f^2} = 1 - \frac{81\,N}{f^2}, \quad \text{en MKSA}$$

Soit :

$$N = \frac{1-n^2}{81} f^2.$$

Les courbes de N (portée en électrons par centimètre cube) en fonction de l'intensité sont données pour le même tube du type Blanc Z figures 10, 11, 12 et 13.

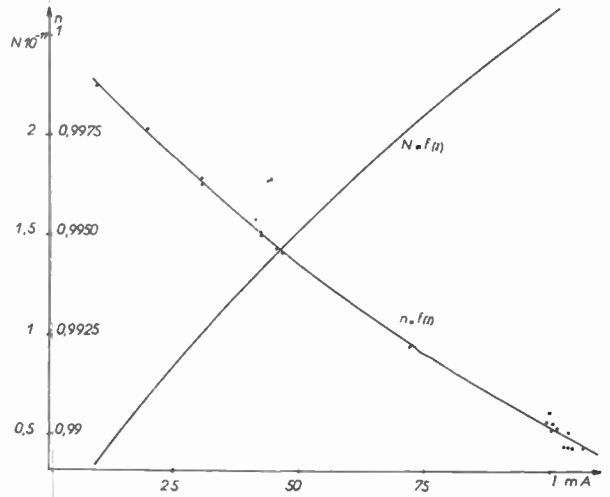


FIG. 10. — Variation $n = f(I)$ et $N = f(I)$ pour un tube Blanc Z, U 40 alimenté en courant continu (cathode chaude).

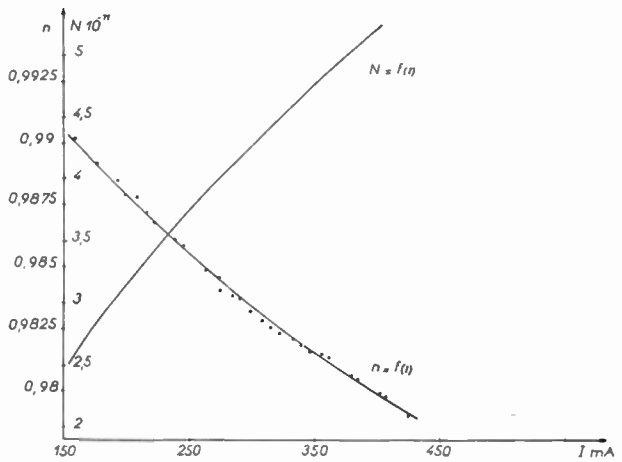


FIG. 11. — Variation $n = f(I)$ et $N = f(I)$ pour un tube Blanc Z, U40 alimenté en courant alternatif (cathode chaude).

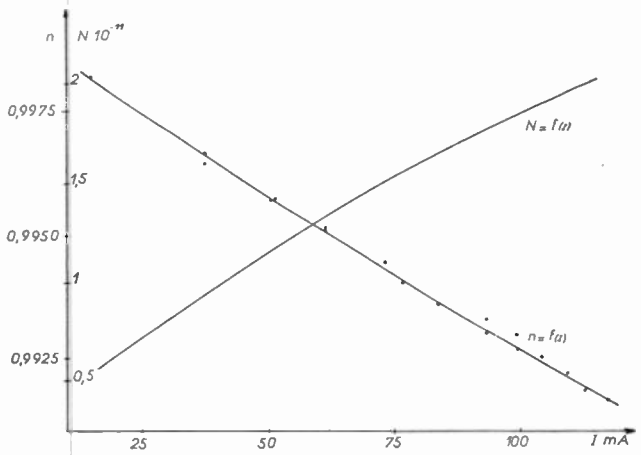


FIG. 12. — Variation $n = f(I)$ et $N = f(I)$ pour un tube Blanc Z, U40 alimenté en courant continu (cathode froide).

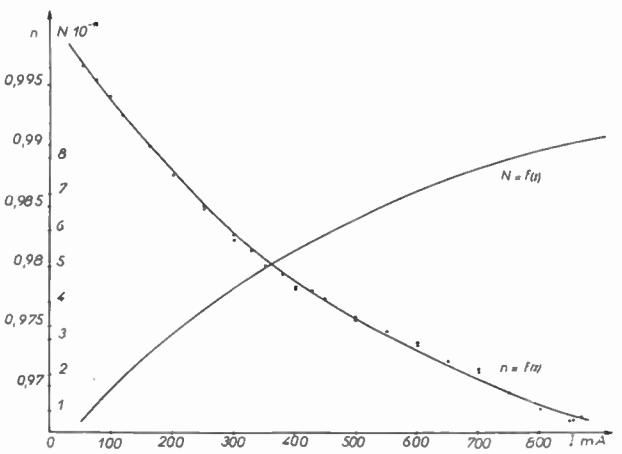


FIG. 13. — Variation $n = f(I)$ et $N = f(I)$ pour un tube Blanc Z, U40 alimenté en courant alternatif (cathode froide).

6. Conclusion

L'appareil que nous venons de décrire permet de faire des mesures de constantes diélectriques ε' et ε'' d'échantillons plans ou cylindriques. Nous avons procédé à sa mise au point sur des diélectriques solides bien définis, et de permittivités mesurées par d'autres méthodes. Nous sommes alors passés à la mesure d'indices de colonnes positives de décharges électriques dans les gaz, d'où nous avons déduit la densité électronique moyenne en fonction du courant. La sensibilité de notre appareil nous permet de détecter des variations de 3.10^7 électrons/cm^3.

D'autre part, ce même appareil pourra, semble-t-il, s'appliquer aux mesures de vrais plasmas à constantes diélectriques complexes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BLIAUX J., RAY M. — *L'Onde Electrique*, 1962, 42, N° 424-425, p. 594.

[2] ALLAB D. — Thèse 3e cycle, Paris 1963.

[3] VINCENT P. — *L'Onde Electrique*, 1964, 44, N° 442, p. 61.

[4] THOUREL L. — *L'Onde Electrique* 1964, 44, N° 442, p. 72.

[5] BOTTREAU A., MARZAT Cl. — *CR Acad. Sc.*, 1964, 259, p. 758.

[6] MONTGOMERY C.G. — Technique des mesures en micro-ondes. 2e tome, p. 621, éd. Chiron, Paris.

[7] CASTETS M. — Thèse 3e cycle, Bordeaux 1963.

DISPOSITIF DE MESURE de très faibles intervalles de temps entre signaux transitoires basse fréquence de forme identique

PAR

P. BILDSTEIN et F. GLANGEAUD

Chargé de recherches au C.N.R.S. *Attaché de recherches au C.N.R.S.*

Faculté des Sciences de l'Université de Paris.
Laboratoire de Physique de l'Exosphère

1. Introduction

Le dispositif décrit a été étudié et réalisé pour mesurer, instantanément et de façon pratiquement continue, le faible intervalle de temps séparant deux signaux électriques transitoires, de formes d'ondes identiques, et dont le spectre s'étend de 1 à 10 kHz. Les amplitudes des deux signaux peuvent être différentes, et l'intervalle de temps peut varier au cours du signal.

Le dispositif est applicable, dans le cas particulier de signaux sinusoïdaux de même fréquence, à la mesure de faibles déphasages.

L'appareillage est entièrement transistorisé et de faible encombrement.

2. Principe

On mesure les intervalles de temps qui séparent les passages homologues par la valeur zéro des deux signaux $f(t)$ et $f(t+\Delta t)$. Les instants où se produisent ces passages sont évidemment indépendants des amplitudes des deux signaux. Le dispositif effectuant une mesure pour chaque paire de passages à zéro homologues, le retard Δt peut varier d'une mesure à l'autre. On pourra ainsi déceler des variations de Δt, par exemple dans la bande de fréquence $(0, f_n)$, f étant la fréquence à laquelle est faite l'échantillonnage de Δt, et n un facteur supérieur à l'unité et d'autant plus grand que la précision demandée sur Δt sera plus grande. La fréquence f à laquelle est faite l'échantillonnage dépend de la composition spectrale des signaux : si ceux-ci sont susceptibles d'avoir des composantes importantes jusque vers le bas de la bande passante, c'est la fréquence limite correspondante qu'il faut considérer (par exemple à 1 kHz), on se contente dans l'application considérée de prendre $n = 10$: le spectre de Δt peut s'étendre entre 0 et 100 Hz.

En pratique cette limitation est trop stricte : en général, si le signal comporte un fondamental prédominant et des harmoniques d'amplitudes nettement plus faibles, la fréquence d'échantillonnage pourra être celle du fondamental.

Le dispositif comporte deux parties. Dans la première, on obtient séparément pour chaque signal des impulsions en synchronisme avec les passages par zéro. Dans la deuxième partie, on élabore, pour chaque paire d'impulsions homologues, une tension proportionnelle à l'intervalle de temps qui les sépare. L'intérêt d'un tel appareil est de réunir en un même ensemble un certain nombre de mesures classiques et, ainsi, de généraliser ces mesures à des signaux transitoires complexes. La précision élevée exigée (pour des fréquences basses) demande des solutions particulières. D'autre part, la quantité mesurée est foncièrement indépendante de la fréquence, cette dernière n'ayant d'incidence que sur le nombre de mesures effectuées par unité de temps. Le dispositif est donc essentiellement à bande large.

3. Première partie : Obtention des impulsions aux passages à zéro du signal

L'ensemble comporte un bloc de « mise en forme » (un amplificateur compris entre deux écrêteurs) suivi d'un circuit détecteur de passage à zéro, de haute précision et de grande rapidité, utilisant une diode tunnel et enfin un circuit dérivateur délivrant les impulsions.

3.1. Circuit détecteur de passage a zéro

Une diode tunnel est attaquée en courant par le signal. L'examen de la caractéristique $i = f(v)$ (fig. 1)

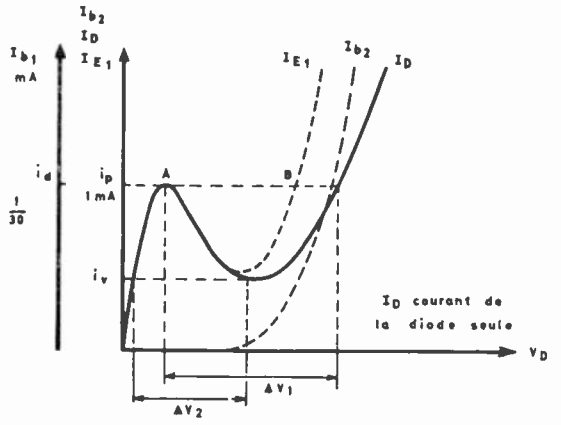


FIG. 1.

(i courant à travers la diode, v tension à ses bornes) montre que si i croît depuis la valeur zéro, on observera aux bornes une impulsion de tension d'amplitude Δv_1 lorsque i atteindra la valeur i_p, le point figuratif passant brusquement à une autre région de la caractéristique. On remarque également que si l'on veut encore obtenir une impulsion pour un nouveau passage de i par la valeur i_p, il faut, au préalable, que i ait décrû au-dessous de la valeur i_v pour laquelle une nouvelle variation brutale Δv_2 de la tension v aux bornes de la diode se produit, accompagnée d'un retour du point figuratif à la région initiale de la caractéristique.

Si le signal $i(t)$ alternatif est superposé à un courant constant $i_{B1} = i_p$ « de polarisation », et si l'amplitude crête-à-crête est supérieure ou égale au seuil $2(i_p - i_v)$, soit sensiblement à $2i_p$, un cycle complet est décrit. Pour la diode tunnel SFD 160, $i_p = 1$ mA, $i_v = 0{,}1$ mA et on obtient des impulsions de temps de montée inférieur à 1 ns et d'amplitude 0,4 V lors du passage de i par i_p.

En plaçant la diode dans l'émetteur d'un transistor T_1 (fig. 2), on peut bénéficier d'un gain en courant puisque :

$$i_E = i_C - i_B + i_{CEO} = (\beta - 1)\, i_B + \beta i_{CBO}.$$

Les variations de i_E seront proportionnelles à celles de i_B à condition que i_0 ne varie pas trop avec la température. Par exemple pour un transistor 2 N 711 de gain en courant $\beta = 30$, si $\Delta\theta = 5°$, $\Delta i_{CB} = 0{,}1\ \mu$A à i_B constant, $\Delta i_E / i_E = 3\ \%$. Le courant de pic i_p étant peu différent du seuil minimal de fonctionnement, ce rapport est aussi égal au maximum de l'erreur relative sur i_E due à une variation de température.

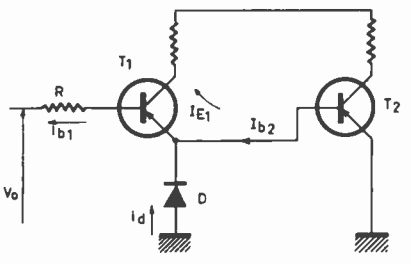


FIG. 2.

La réaction de tension sur T_1 due au déclenchement de la diode est rendue négligeable par la résistance R ($R \gg r$, r étant la résistance d'entrée du transistor T_1) qui assure de plus la polarisation et l'attaque en courant de la diode. La résistance R est attaquée à partir d'un émétidyne C_1. Soit V_0 sa tension continue d'émetteur, le courant de polarisation est i_B :

$$i_B = \frac{V_0}{R+r} = \frac{i_p}{\beta_1}.$$

La précision du déclenchement au passage à zéro dépend essentiellement de la stabilité de V_0. Le réglage de V_0 sera décrit plus loin.

Les impulsions produites par la diode tunnel D sont amplifiées par le transistor T_2. On obtient, avec un transistor 2 N 711, un gain de tension de 17, des impulsions de 7 V et de 50 ns de temps de montée (fig. 2).

Le fonctionnement de la diode D est peu modifiée par T_2. La caractéristique (I_{E_1}, V_D) des deux dipôles parallèles constitués par la diode et la jonction base-émetteur de T_2 (fig. 1) s'obtient, suivant la règle classique, en additionnant, pour une même tension V_D, les courants i_D et i_{B_2}.

Enfin la caractéristique globale (i_{B_1}, V_D) se déduit de (I_E, V_D) en divisant les valeurs de i_E par β.

De plus T_2 permet une mise en forme de V_D. Il fonctionne en commutateur en passant de l'état bloqué à l'état saturé lors du basculement de la diode de A et B. Dans le cas où la caractéristique T_2 recoupe celle de D (fig. 1), une grande partie de i_{E_1} est fournie par T_2, ce qui permet un courant i_{E_1} maximal beaucoup plus élevé que celui admis par la diode seule

$$(i_D)_{max} = 5\ \text{mA} ; \quad (i_{E_1})_{max} = 20\ \text{mA}.$$

La résistance du collecteur de T_1 est telle que le courant $(-i_{E_1})_{max}$ ne puisse être atteint. L'amplitude alors admissible à l'entrée n'est plus limitée que par les valeurs des tensions d'alimentation admises et des tensions limites supportées par la base de T_1.

Toutes les tensions d'alimentation qui peuvent influencer le seuil de la diode étant régulées par diode Zener, la stabilité du montage est grande. On obtient un déclenchement très sûr.

Si les signaux à analyser sont d'amplitude supérieure au seuil de déclenchement, c'est-à-dire si V est supérieur à V_0 :

$$V_0 = (R+r)\, i_p/\beta.$$

La première partie de l'appareil se résume à l'ensemble T_1, D, T_2. Pour permettre un fonctionnement sans réglage préalable dans le cas où les signaux sont d'amplitude quelconque, une amplification et une mise en forme de ceux-ci sont nécessaires.

3.2. Bloc de mise en forme

L'amplitude du signal à analyser est comprise entre deux limites v et v' ($v > v'$). Un écrêteur ramène l'amplitude maximale v du signal à une limite v'' évitant les saturations possibles. D'autre part, il faut amplifier pour atteindre le seuil de déclenchement. Pour des raisons pratiques, l'écrêtage se fait en deux fois, avant et après l'amplificateur.

Le seuil étant $V = 0{,}5$ V, une limite $v' = 2$ mV nécessite un gain de $G = 250$. Le premier écrêteur permet de ramener une tension de 30 V à 0,3 V. Le seuil supérieur v est donc de 30 V.

3.2.1. *Composition de l'amplificateur*

Les amplificateurs doivent répondre à deux exigences portant sur la distorsion et le bruit. Elles sont fonction de la précision désirée.

a) *Influence de la distorsion*

Mesurer à 1 kHz un retard de 6 μs avec une précision de 1 % exige une erreur minimale de phase de $0{,}4 \cdot 10^{-3}$ rad soit 1,2'. Une telle précision n'est facilement réalisable que dans une bande passante déterminée (1 à 10 kHz). La dispersion des caractéristiques des transistors ne permet pas de considérer la distorsion comme identique pour les deux voies. Les harmoniques engendrés peuvent être considérés comme des signaux parasites.

Soit dt l'erreur admise, A l'amplitude du signal d'entrée, D la distorsion en pour-cent correspondant à A. A la sortie de l'un des amplificateurs de gain G, au voisinage du passage à zéro (au temps t_0) le signal varie comme $GA\omega\ (t - t_0)$. Une erreur dt a le même effet qu'une variation d'amplitude $GA\omega dt$: c'est l'erreur a_0 admise, exprimée en amplitude à la sortie de cet amplificateur. Le signal perturbateur dû à la distorsion est DGA. Il doit rester inférieur à a_0, d'où $D \leqslant a_0/GA = \omega dt$. Soit, avec les données précédentes, $D \leqslant 0{,}4 \cdot 10^{-3} f$, f étant exprimée en kilohertz. On remarquera que le résultat est indépendant de l'amplitude A.

b) *Influence du bruit électronique*

Le bruit électronique étant incohérent d'une voie à l'autre, il faut additionner les erreurs sur chaque voie. Au niveau du déclenchement le bruit doit rester inférieur à a_0. Or a_0 a une valeur minimale pour $GA = V_0$ et a une fréquence égale à 1 kHz. Soit avec $V_0 = 0{,}5$ V, $dt = 6 \cdot 10^{-8}$ s, $a_0 = 0{,}2$ mV. Ce qui correspond à un rapport signal/bruit de 2 500.

L'erreur admise sur V_0 peut maintenant être déterminée à partir de a_0. La précision du déclenchement dépend de la précision de V_0. Soit s l'erreur sur V_0. Pour la discussion nous considérerons que les erreurs introduites sur chacune des voies par le réglage de V_0 sont indépendantes. La limite admise pour s sera donc a_0. En fait les variations de s après réglage de V_0 proviennent surtout des variations de température et sont donc du même ordre de grandeur et de même sens, il se produit alors une certaine compensation. Il faut donc régler les seuils à a_0 près.

Un réglage approximatif est obtenu en donnant à V_0 la valeur indiquée par le calcul (pour un gain en courant donné de T_1). Soit a et b les indices désignant les deux voies, laissant V_{0_a} fixe et attaquant simultanément les deux voies par le même signal, on cherche la valeur de V_{0_b} telle que le retard affiché à la sortie soit indépendant de l'amplitude A. Dans ce cas les courants i_{d_a} et i_{d_b} traversant respectivement les diodes tunnel de chaque voie au moment du déclenchement sont égaux ; l'intervalle de temps $\Delta\tau$ mesuré est nul.

On donne maintenant une amplitude moitié au signal de la voie a (fig. 3). On cherche la valeur V_{0_a} annulant le retard $\Delta\tau_2$ ainsi introduit. Les passages

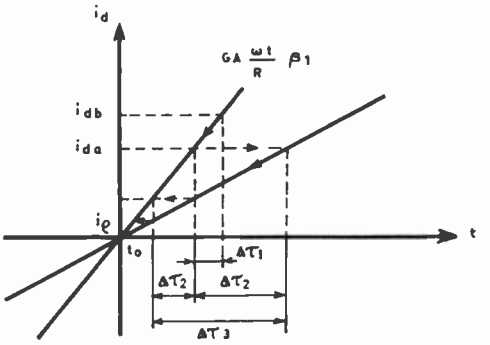


FIG. 3.

à zéro se produisent en même temps sur les deux voies puisque le retard à l'entrée est nul. Au cours de ce dernier réglage la valeur de i_{d_a} s'est rapprochée de i_p correspondant au temps t_0. Il suffit de répéter ce réglage alternativement pour a et b pour arriver à la précision désirée. Celle-ci est atteinte quand $\Delta\tau = dt$. Par la même occasion, le zéro (retard nul entre les deux voies) de l'appareil est déterminé.

3.2.2. *Performances des écrêtages*

L'écrêtage est réalisé par deux diodes en série attaquées par un émétidyne. On voit sur la figure 4 que, pour que l'écrêtage soit symétrique, il faut :

$$V_c = \frac{(V_2 - V_1)}{2}.$$

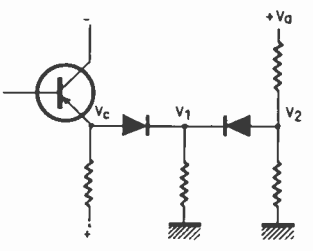


FIG. 4.

Une erreur de dV_c/V_c entraîne, si A est l'amplitude du signal avant écrêtage, $dV_c/A = \omega dt = 0{,}4$ %. (Valeur maximale obtenue pour une mesure de 6 μs à 1 % à 1 kHz). Par suite de la relation ci-dessus les erreurs sur V_1 et V_2 ne doivent pas dépasser $4 \cdot 10^{-4}$. Une telle précision nécessite des tensions continues de polarisation très stables (stabilisation par diodes Zener) et un réglage de V_c par un potentiomètre très précis. Enfin la tension continue V_c est rendue indépendante de l'amplitude A par l'utilisation d'un système à deux transistors de gain total voisin de l'unité, n'introduisant aucune composante continue et dont l'étude est présentée en annexe. Un émétidyne classique introduirait une variation inadmissible de V_c.

La vérification de toutes les performances annoncées dans cette première partie est très délicate. En pratique, on vérifie qu'un même signal impulsif attaquant les deux voies donne un résultat indépendant de l'amplitude et de la fréquence (dans la bande définie ci-dessus). On peut considérer alors que le résultat est atteint.

4. Deuxième partie : Mesure des intervalles de temps

Il s'agit de mesurer l'intervalle de temps qui sépare les impulsions I_1 et I_2 homologues élaborées à partir des deux signaux initiaux. Cet intervalle de temps est petit par rapport à la période de la composante limite inférieure du spectre ; une impulsion I_2, par exemple, peut être en retard ou en avance sur I_1. La mesure directe de l'intervalle de temps entre I_1 et I_2 ne permettrait pas de discerner s'il s'agit d'une avance ou d'un retard : on remédie à ce défaut en remplaçant l'impulsion I_2 par une impulsion I'_2 retardée d'un temps supérieur à l'intervalle maximal I_1, I_2 attendu, mais plus petit que la période de la composante limite supérieure du spectre.

4.1. Description de l'ensemble (fig. 5)

Les impulsions I_1 et I'_2, cette dernière élaborée à partir de I_2 par un circuit de retard, attaquent une bascule bistable qui fournit un créneau de durée égale à l'intervalle de temps séparant I_1 et I'_2. Un convertisseur largeur - amplitude fournit ensuite une tension proportionnelle à cet intervalle, puis une mémoire conserve cette tension entre deux paires d'impulsions $I_1 - I'_2$ consécutives. Un système de remise à zéro libère la mémoire à l'arrivée de chaque paire I_1, I'_2.

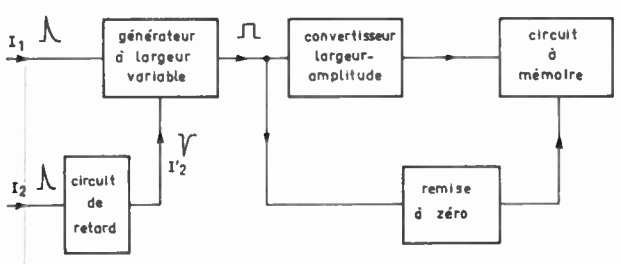


FIG. 5.

4.2. Circuit de retard

Le retard est obtenu par une bascule monostable déclenchée par I_2 et dont on règle la constante de temps à la valeur convenable. Le signal rectangulaire obtenu est dérivé et donne I'_2 après suppression de l'impulsion positive indésirable.

4.3. Générateur de créneau

Le générateur est une bascule bistable très rapide, qui doit fournir un créneau de polarité déterminée à chaque couple d'impulsions I_1 et I'_2. En particulier l'absence accidentelle d'une des impulsions du couple ne doit pas changer le sens des créneaux suivants, comme ce serait le cas si la bascule déclenchait pour des impulsions de polarité quelconque : on obtiendrait alors une mesure totalement erronnée (fig. 6*a*).

Pour satisfaire cette condition, les impulsions de commande I_1 et I'_2 sont appliquées sur la base d'un même transistor, ainsi la bascule ne peut déclencher que sur des impulsions alternativement positives et négatives, comme c'est le cas pour un couple $I_1 I'_2$.

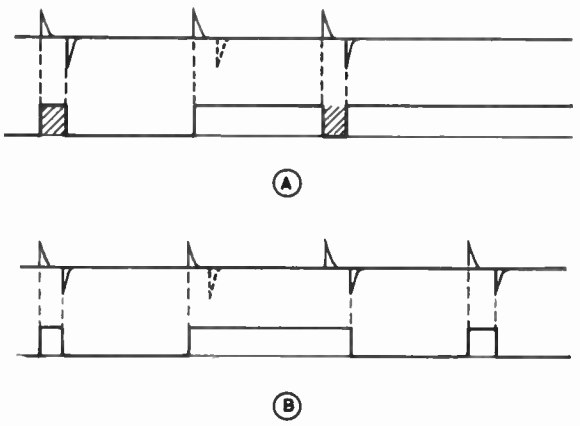


FIG. 6. — *a)* Attaque symétrique : une impulsion manquante change le sens des créneaux suivants.

b) Attaque sur la même base : une impulsion I'_2 manquante n'entraîne qu'une mesure erronée.

Si I_1 ou I'_2 vient à manquer accidentellement, deux impulsions de même polarité se succèdent et seule la première provoque le déclenchement du générateur. Si l'impulsion manquante est I_1, aucune perturbation ne survient dans la mesure. Par contre, si l'impulsion manquante est I'_2, l'appareil donne une information erronnée, mais une seule (fig. 6*b*). Pour éliminer cette possibilité, la voie délivrant I'_2 est rendue plus sensible que celle délivrant I_1. Les amplitudes des signaux d'entrée n'étant jamais très différentes, la mesure est ainsi toujours correcte.

4.4. Convertisseur largeur - amplitude

Le créneau rectangulaire fourni par la bascule bistable charge un condensateur sous un courant constant, délivrant ainsi une tension en dent de scie dont l'amplitude finale est proportionnelle au retard

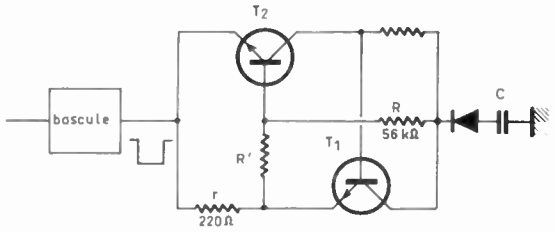


FIG. 7.

de I'_2 sur I_1. L'excellente linéarité de cette dent de scie est obtenue d'une manière très simple en interposant entre la bascule et le condensateur un circuit qui présente une impédance dynamique très grande (fig. 7). Dès que la tension à ses bornes dépasse une certaine valeur V_0, la plus grande partie du courant total traverse T_1 et r. La tension apparaissant aux bornes de r, est amplifiée par T_2 et restituée en opposition de phase sur la base de T_1, stabilisant son débit. En ajustant le pont R-R', on peut compenser plus ou moins les variations de courant traversant T_2 et obtenir une caractéristique $i = f(V)$ de pente nulle et même négative dans un large domaine de tensions (fig. 8).

Avec les valeurs indiquées (fig. 7) et pour les transistors 2 N 338, on obtient un courant de charge de 2 mA qui varie de moins de 10 μA lorsque la tension aux bornes du circuit passe de 8 à 15 V, ce qui représente une résistance dynamique de 700 kΩ pour une résistance statique moyenne de 5 kΩ. A un retard de 10 μs correspond une variation de tension de 3 V et la linéarité est meilleure que 0,2 %.

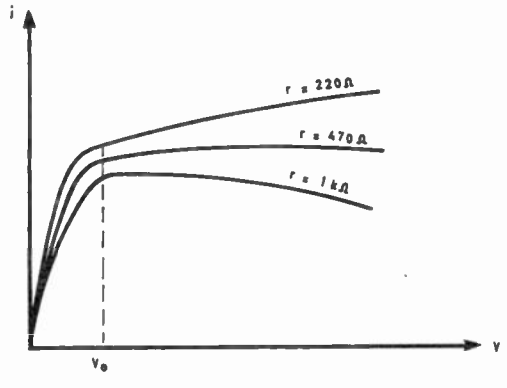


FIG. 8.

4.5. CIRCUIT A MÉMOIRE

L'information ainsi obtenue sous forme d'une tension aux bornes du condensateur C est conservée pendant un temps suffisant par ce même condensateur qui remplit ainsi le rôle de mémoire. Le temps de stockage sans altération doit être au moins égal à une période de la composante la plus basse du spectre. Le fonctionnement correct exige donc que le condensateur ait un très fort isolement et que les circuits de charge, de remise à zéro et de lecture ne dérivent qu'un très faible courant.

La première condition est remplie par un condensateur au mylar dont la résistance est supérieure à 10^{11} Ω à 20 °C, pour une capacité de 10 000 pF. Le circuit de charge comporte en série une diode au silicium de résistance inverse supérieure à 10^9 Ω sous 20 V (fig. 7).

Le circuit de lecture ne dérive qu'un courant infime et délivre la tension de sortie sous une basse impédance. Il comprend deux transistors T_3 et T_4 montés comme l'indique la figure 9. Le courant traversant le collecteur du transistor T_3 reste pratiquement constant lorsque la tension d'entrée varie. En effet, la tension aux bornes de R est comparée à la tension de la diode Zener Z_1 et toute variation est amplifiée par le transistor T_4 puis restituée en opposition de

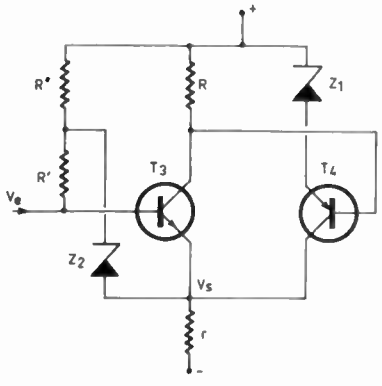


FIG. 9.

phase à l'émetteur du transistor T_3. Le courant de base T_3 est donc, lui aussi, pratiquement constant. Il est fourni par l'ensemble R', R'', Z_2 dont le débit n'est pas modifié lorsque la tension d'entrée varie. En effet, la diode Zener maintient une tension constante V_0 à ses bornes et, puisque le gain de l'étage est très voisin de l'unité, le courant de base est

$$i_b = V_0/R'' = \text{Cte.}$$

Ce circuit présente, de plus, une forte impédance dynamique d'entrée (80 MΩ), un gain très voisin de l'unité (0,997) et une faible impédance de sortie. Son calcul est présenté en annexe. Le temps de stockage sans altération est de l'ordre de 10 ms.

4.6. CIRCUIT DE REMISE A ZÉRO DE LA MÉMOIRE

Le front de montée du créneau fourni par la bascule doit provoquer la décharge très rapide du condensateur mémoire afin de permettre une nouvelle mesure.

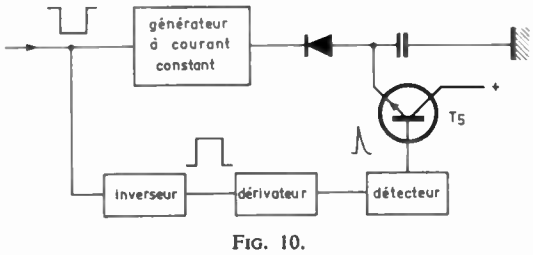


FIG. 10.

A cet effet le créneau est inversé puis dérivé. L'impulsion ainsi obtenue, délivrée sous très basse impédance, décharge le condensateur en un temps très court, à travers un transistor T_5 (fig. 10).

En l'absence d'impulsion, le transistor T_5 est maintenu bloqué, et présente une très forte résistance, ne modifiant pas la charge du condensateur. Par contre, lorsqu'une impulsion apparaît, sa résistance interne devient très faible, ce qui permet une décharge en un temps inférieur à 0,2 μs.

5. Performances

Cet ensemble a permis de mesurer des retards variant de 0,1 à 6 μs avec une précision supérieure à 0,1 μs, les tensions d'entrée variant entre 10 mV et 0,5 V crête-à-crête. La sensibilité obtenue est de 300 mV/μs, valeur pouvant, au besoin, être améliorée par la réduction du condensateur de mémoire. Les retards peuvent varier de façon continue, ainsi qu'il l'a été précisé dans l'introduction. La tension de sortie reproduit alors instantanément les variations du retard, leur spectre pouvant s'étendre jusqu'à 100 Hz.

ANNEXE

L'ensemble des transistors T_3 et T_4 peut se représenter sous la forme de deux quadripôles simples en série (fig. 11). On obtient l'équation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_e - V_s \\ i_1 \end{pmatrix} = [A]\,[A']\begin{pmatrix} -V_s \\ -i_s \end{pmatrix},$$

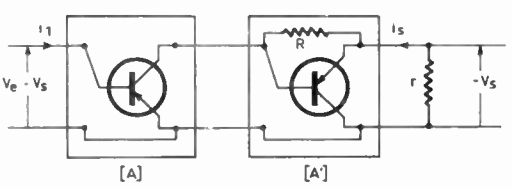


FIG. 11.

A et A' étant les matrices transfert des deux quadripôles, A' se déduit de la matrice admittance Y' du deuxième quadripôle soit :

$$[Y'] = \begin{bmatrix} y_{11} + \dfrac{1}{R} & y_{12} - \dfrac{1}{R} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix},$$

y_{ij} étant les paramètres admittance du transistor T_4 monté en collecteur commun. Nous admettons que $1/R$ est beaucoup plus petit que y_{21c}.

En fonction des paramètres hybrides en émetteur commun et en supposant que T_3 et T_4 sont des transistors complémentaires :

$$[A'] = \frac{1}{h_{21}}\begin{bmatrix} h_{21} & h_{11} \\ h_{22} - \dfrac{\Delta h}{R} & 1 + \dfrac{h_{11}}{R} \end{bmatrix}.$$

La matrice de transfert de l'ensemble est la matrice produit :

$$[A]\cdot[A'] = -\frac{1}{h_{21}^2}\begin{bmatrix} h_{21}\Delta h + \left(h_{22}h_{11} - \dfrac{h_{11}\Delta h}{R}\right) & h_{11}\left(\Delta h + 1 + \dfrac{h_{11}}{R}\right) \\ h_{21}h_{12} - \dfrac{\Delta h}{R} + (h_{22}) & 1 + \dfrac{h_{11}}{R} + (h_{11}h_{22}) \end{bmatrix}.$$

Soit, en négligeant les parenthèses :

$$[A]\cdot[A'] = -\frac{1}{h_{21}^2}\begin{bmatrix} h_{21}\Delta h & h_{11}\left(\Delta h + 1 + \dfrac{h_{11}}{R}\right) \\ h_{22}h_{12} - \dfrac{\Delta h}{R} & \dfrac{h_{11}}{R} + 1 \end{bmatrix}.$$

Finalement :

$$\begin{bmatrix} V_e \\ i_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{h_{21}^2}\begin{bmatrix} h_{21}^2 + h_{21}\Delta h & h_{11}\left(\Delta h + 1 + \dfrac{h_{11}}{R}\right) \\ h_{21}h_{12} - \dfrac{\Delta h}{R} & \dfrac{h_{11}}{R} + 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_s \\ i_s \end{bmatrix}.$$

On en déduit le gain de l'ensemble :

$$G = \frac{rh_{21}^2}{h_{11}\left(\Delta h + 1 + \dfrac{h_{11}}{R}\right) + (1 + h_{21}\Delta h)r}.$$

Si R est assez grand devant h_{11}, le gain se met sous la forme approchée :

$$G = 1 - \frac{h_{11}}{rh_{21}^2}.$$

L'impédance d'entrée de l'ensemble est :

$$Z_i = \frac{h_{11}\left(\Delta h + 1 + \frac{h_{11}}{R}\right) + (h_{21}^2 + h_{21}\Delta h)r}{\frac{h_{11}}{R} + 1 + \left(h_{22}h_{21} - \frac{\Delta h}{R}\right)r}.$$

Avec la même approximation que ci-dessus, on obtient :

$$Z_i = \frac{h_{11} + h_{21}^2 r}{1 + h_{21}h_{22}r}.$$

Enfin l'impédance de sortie est :

$$Z_0 = \frac{h_{11}\left(\Delta h + 1 + \frac{h_{11}}{R}\right) + \left(1 + \frac{h_{11}}{R}\right)Z_g}{h_{21}^2 + h_{21}\Delta h + \left(h_{22}h_{21} - \frac{\Delta h}{R}\right)Z_g}.$$

soit sensiblement :

$$Z_0 = \frac{h_{11} + Z_g}{h_{21} + h_{22}Z_g} \cdot \frac{1}{h_{21}}.$$

En conclusion, le gain et l'impédance d'entrée sont assimilables à ceux d'un étage collecteur commun chargé par $h_{21}r$. Les limites théoriques sont les mêmes mais sont approchées plus facilement. L'impédance de sortie est, elle, divisée par h_{21}, sa limite est donc abaissée.

BIBLIOGRAPHIE

SHEA R.F. — Transistors applications, J. Wiley 1963.

HEMINGWAY et WILLIS. — Transistors pairs improve emitter follower performance, Electronics 25 mai 1962.

Tunnel diode manual (General Electric 1961).

GENTILLE P. — Basic theory and application of tunnel diodes Van Nostrand Cie, 1962.

HUNTER. — Handbook of semiconductor electronics, Mac Graw Hill, 1962.

CARROLL. — Modern transistor circuits, Mac Graw Hill 1959.

CARROLL. — Tunel diode and semiconductor circuits, Mac Graw Hill 1963.

PROCÉDÉS D'ÉTUDE ET TRAITEMENTS DES SURFACES DE SEMICONDUCTEURS

PAR

M. CROSET

Ingénieur au Centre de Recherches physico-chimiques de la Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil

1. Introduction

Les propriétés électriques de surface des semiconducteurs dépendent du nombre de niveaux (ou états) d'énergie susceptibles d'être occupés par des électrons dans ces régions de surface. Aux niveaux de valence, de conduction et de ceux créés par les impuretés de dopage que l'on connait bien en volume, viennent s'ajouter des niveaux supplémentaires appelés états de surface qui modifient localement les propriétés du semiconducteur. Ces modifications, qui peuvent ne pas être définitives mais évoluer au cours du temps, sont la cause de la détérioration lente des caractéristiques des éléments à semiconducteurs. Un des chapitres essentiels de la fiabilité est donc la maîtrise des phénomènes de surface.

Nous nous proposons d'abord, en faisant état de travaux d'origines diverses, une discussion qualitative des propriétés physiques et des origines supposées de ces états de surface. Dans le contexte d'une technologie actuelle, nous envisageons ensuite les différents traitements susceptibles de stabiliser les caractéristiques des éléments à semiconducteurs. Dans ce but, nous décrirons un certain nombre de moyens directs de tester la fiabilité des revêtements utilisés sans faire appel à des moyens de stockage d'éléments finis.

2. Théorie physique des surfaces de semiconducteurs

2.1. Les états de surface

La notion d'états de surface remonte à 1932 avec la découverte des états de Tamm [1], mais leur influence sur les propriétés physiques d'un semiconducteur n'est mise en évidence que depuis une quinzaine d'années. La théorie de ces états, élaborée peu à peu depuis 1948 repose sur le modèle des bandes classiquement adopté pour caractériser les propriétés de volume (fig. 1).

Le type de conduction par électrons ou par trous dépend du dopage du semiconducteur (atomes d'impuretés pentavalents dans le cas de la figure 1*a*, trivalents dans le cas 1*b*), ce qui se schématise sur le modèle des bandes par les positions relatives des niveaux d'énergie E_F et E_t.

En surface, les niveaux d'énergie supplémentaires perturbent l'équilibre électrique entre électrons et

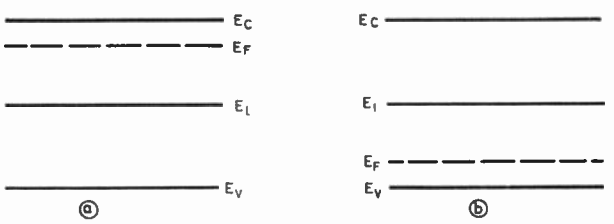


Fig. 1. — *a)* Semiconducteur de type *N* conduction par électrons ; *b)* Semiconducteur de type *P* conduction par trous.

trous, c'est-à-dire déplacent les niveaux E_c E_t et E_v par rapport à E_F.

Les états de surface agissent donc de la même façon que les atomes d'impuretés. Leurs propriétés seront déterminées par l'ensemble des paramètres suivants :

— leur densité,
— la position de leur niveau d'énergie,
— leur probabilité d'occupation,
— leur temps de relaxation.

Mais, comme nous le verrons, l'origine de ces états étant très variée, il est difficile de relier leurs paramètres à un traitement de surface particulier, donc de juger de son effet de passivation.

2.1.1. *Surfaces atomiquement propres. Etats de Tamm*

Une surface est dite atomiquement propre lorsqu'aucun élément étranger (atome, ion ou molécule) n'y est fixé (adsorbé ou lié chimiquement).

Une telle surface, représentée sur la figure 2, n'est pas en équilibre électrique avec le volume. En effet, les atomes de semiconducteur du volume sont liés par quatre liaisons de covalence à leurs plus proches voisins. En surface, à cause de la brutale discontinuité du réseau, ils possèdent une, deux ou trois valences libres insaturées, sur lesquelles des électrons du volume

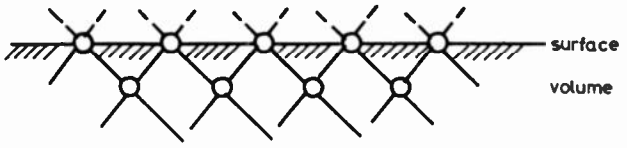


FIG. 2. — Surface atomiquement propre.

sont susceptibles d'être fixés ; le nombre de ces valences dépend de l'orientation de la surface par rapport aux plans cristallographiques du réseau. Ainsi, les atomes de surface agissent comme des éléments accepteurs. Leur charge négative doit être compensée par une charge d'espace positive qui se développe au voisinage de la surface par accumulation de trous, c'est-à-dire diminution de la concentration en électrons. Cette perturbation crée des effets qui dépendent de la nature du semiconducteur comme le montre la figure 3.

La densité des états de Tamm est du même ordre de grandeur que celle des atomes de surface, soit environ $10^{15}/cm^2$ et leur temps de relaxation doit être rapide. Ils devraient donc avoir une grande influence sur les propriétés de surface des semiconducteurs. L'expérience a montré qu'il n'en était rien. Leur mise en évidence n'a jamais été faite que sur des surfaces atomiquement propres, c'est-à-dire fraîchement clivées ou chauffées longtemps sous ultra-vide. Dans tous les autres cas, les valences libres de surface se trouvent saturées par l'extérieur (oxydation) ou neutralisées par fixation d'éléments chargés positivement (ions métalliques par exemple).

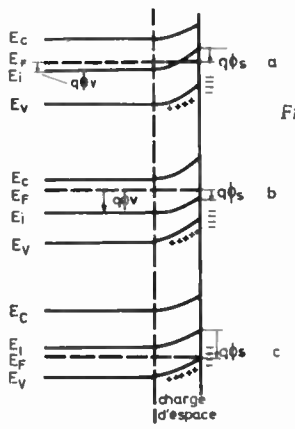


FIG. 3. — *a)* Couche d'inversion de surface sur un semiconducteur de type *N* faiblement dopé ; *b)* Couche d'appauvrissement sur un semiconducteur *N* très dopé ; *c)* Couche d'enrichissement sur un semiconducteur de type *P*.

2.1.2. *Etats de surface des surfaces réelles*

Ils sont d'origines diverses :

— imperfections du réseau,

— éléments ioniques adsorbés en surface du semiconducteur, piégés à l'intérieur d'une couche d'oxyde ou adsorbés en surface de l'oxyde,

— valences de surface partiellement libres,

— manque d'homogénéité d'un revêtement de surface.

Ils ont été classés en deux groupes suivant leurs propriétés physiques :

a) *Les états rapides*

Ils sont caractérisés par un temps de relaxation bref : 10^{-3} s ou moins. Ils sont localisés à la surface du semiconducteur et agissent comme centres de recombinaison.

b) *Les états lents*

Ils dépendent essentiellement du revêtement de la surface du semiconducteur et de l'atmosphère dans lequel il est plongé. Ils sont localisés dans ou à la surface de ce revêtement, leurs temps de relaxation dépendant de leur distance à l'interface semiconducteur - revêtement. Leur type peut être accepteur ou donneur : les impuretés avides d'électrons agissant comme accepteurs, celles susceptibles d'en perdre agissant comme donneurs. Leur densité étant grande (supérieure à $10^{13}/cm^2$), ils jouent un rôle important sur les caractéristiques de surface, rôle susceptible d'évoluer au cours du temps.

2.1.3. *Potentiel de surface*

C'est la position du niveau de Fermi E_F par rapport au niveau intrinsèque E_i qui définit le potentiel d'un semiconducteur (fig. 3). En volume, ce potentiel ϕ_v

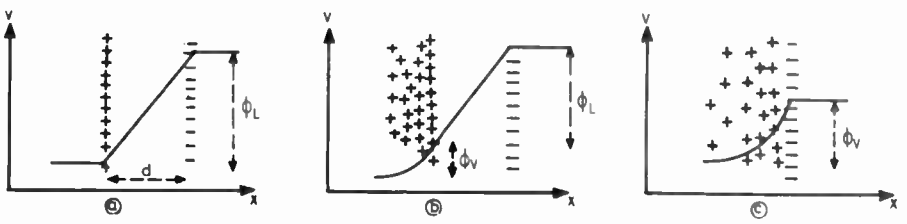


FIG. 4. — Image de la répartition du potentiel dans la région perturbée.

a) La densité de charge sur chaque armature du condensateur étant Q nous avons :

$$\varnothing_L = 4\pi\, Qd.$$

b) La charge sur des plateaux du condensateur est ici remplacée par une charge d'espace figurant celle créée par les états de surface sur un semiconducteur. A la chute de potentiel dans l'oxyde $\varnothing_L$ s'ajoute une chute de potentiel $\varnothing_V$ obéissant à la loi de Poisson.

c) Dans le cas de charges localisées en surface du semiconducteur, la chute de potentiel se produit dans la charge d'espace, sa valeur étant donnée par l'équation de Poisson :

$$\Delta V = -\frac{4\pi\rho}{\varepsilon\varepsilon_0}$$

est constant et égal à $\phi_v = \frac{E_F - E_i}{q}$. En surface, le potentiel $\phi_s = \frac{(E_F - E_i)_{surface}}{q}$ est caractéristique de la perturbation créée par les états de surface. Leur étude ainsi que celle de l'influence d'un revêtement revient donc à déterminer la valeur de ϕ_s et son évolution.

En assimilant la charge sur les états de surface d'une part, et la charge d'espace réalisant la neutralité électrique d'autre part, aux deux plateaux d'un condensateur [2], on obtient une image valable de la répartition du potentiel dans la région perturbée de surface (fig. 4).

2.2. Propriétés de la charge d'espace

La théorie de la charge d'espace de surface d'un semiconducteur a été faite par Shottky [3]. Sans entrer dans le détail, nous en donnons ici l'idée générale.

La répartition du potentiel dans la zone perturbée s'obtient par la résolution de l'équation de Poisson :

$$\Delta\phi = -\frac{4\pi\rho}{\varepsilon\varepsilon_0},$$

avec

$$\rho = q[(p - p_0) - (n - n_0)],$$

où p_0 et n_0 sont les concentrations en trous et électrons dans le volume, p et n sont les concentrations locales.

On arrive, après résolution le long d'un axe x perpendiculaire à la surface, à :

$$\frac{d\phi}{dx} = k\,F(y, \lambda),$$

$$Q = k'\,F(Y, \lambda),$$

avec

$$\begin{cases} y = \dfrac{q}{kT}(\phi - \phi_V), \quad Y = y_{surface} = \dfrac{q}{kT}(\phi_{surface} - \phi_V), \\ \lambda = \left(\dfrac{p_0}{n_0}\right)^{\frac{1}{2}}, \\ F(y, \lambda) = [\lambda(e^{-y} - 1) + \lambda^{-1}(e^{y} - 1) + (\lambda - \lambda^{-1})y]^{\frac{1}{2}}. \end{cases}$$

De l'étude de la fonction $F(y, \lambda)$, on tire la répartition du potentiel dans la zone de charge d'espace, donc la forme de cette charge d'espace et la quantité de charges Q qui y est stockée. Cette fonction n'étant pas calculable théoriquement, Kingston et Neudstadter [4] en ont donné une représentation graphique.

Dans le cas d'un enrichissement (fig. 5*a* et 5*b*), la charge se compose d'un excès de porteurs majoritaires localisés en surface. Dans le cas d'un appauvrissement, la charge d'espace peut être décomposée en deux régions (fig. 5*c* et 5*d*) :

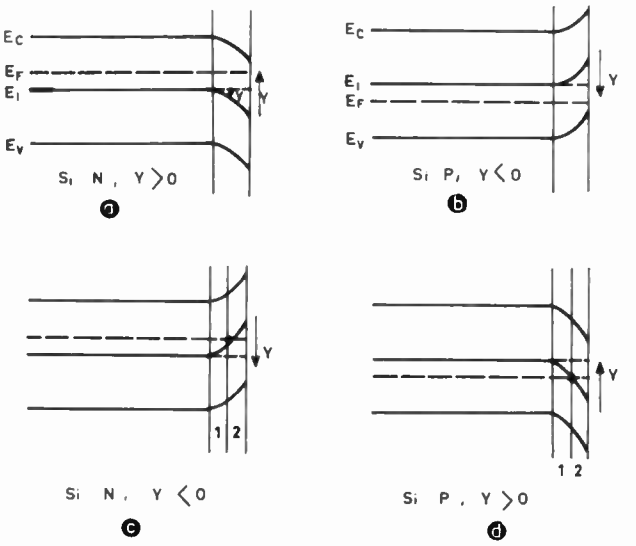


Fig. 5. — Conductivité de surface dans le cas d'un semiconducteur de type *N*.

— une zone vide de porteurs (1), où le potentiel varie comme le carré de la distance,

— une zone d'inversion (2), dans laquelle la charge est formée essentiellement de porteurs de type opposé à celui du volume.

Les excès (ou défauts) de concentration de porteurs dans la zone perturbée ont été calculés par Garrett et Brattain [5]. Si Γ_p et Γ_n sont les excès par unité de surface de charge d'espace, nous avons :

$$\Gamma_p = \int_0^\infty (p - p_0)\,dx,$$

$$\Gamma_n = \int_0^\infty (n - n_0)\,dx,$$

la densité totale de charge étant :

$$q(\Gamma_p - \Gamma_n) = k''\,F(Y, \lambda).$$

La présence de ces charges en surface entraîne une variation ΔG de conductivité que l'on exprime sous la forme :

$$\Delta G = q\mu_p(\Gamma_p + b\Gamma_n),$$

avec μ_p : mobilité des trous,

$b\mu_p = \mu_n$: mobilité des électrons.

Le calcul théorique de ces intégrales n'étant pas possible, Garrett et Brattain en ont donné la représentation graphique paramétrée reproduite sur la figure 6.

Un potentiel de surface positif sur un semiconducteur de type *N* crée une couche d'enrichissement (fig. 5*a*) donc une augmentation de conductivité.

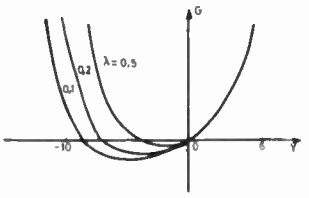


FIG. 6.

Un potentiel négatif crée d'abord une zone d'appauvrissement où la concentration en électrons est faible par rapport à celle du volume, la concentration en trous y étant encore négligeable et la conductivité de surface diminue. Lorsque le potentiel de surface devient suffisamment négatif (fig. 5*c*) il y a apparition d'une couche d'inversion où la concentration en trous est supérieure à celle des électrons et la conductivité (due essentiellement aux trous) augmente de nouveau.

3. Traitement des surfaces de semiconducteurs

3.1. Revêtement des surfaces de silicium et germanium par traitement chimique

3.1.1. *Oxydation du silicium*

a) *Oxydation thermique.* — Sous l'influence d'un traitement thermique en atmosphère oxydante, la surface du silicium se recouvre d'un film d'oxyde dont la structure et la vitesse de croissance ont donné lieu à de nombreuses études.

Sachons que l'oxyde formé n'a pas de structure cristalline et que, quel que soit l'oxydant utilisé (oxygène, vapeur d'eau ou mélange des deux), sa vitesse de croissance est parabolique.

Nous reproduisons à la figure 7 les courbes, épaisseur = *f*(temps) classiquement obtenues.

Jusqu'à 10 000 Å, les couleurs de lame mince données par les films de silice permettent d'évaluer son épaisseur. Des mesures plus précises sont obtenues par interférométrie.

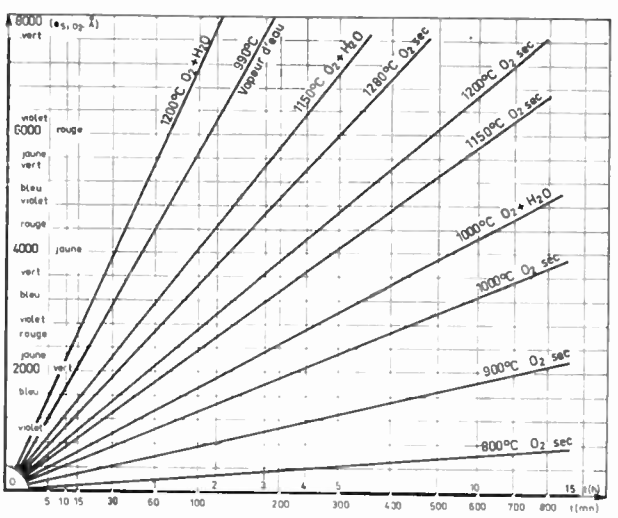


FIG. 7. — Oxydation du Si.

b) *Oxydation anodique.* — L'oxydation thermique, par le fait qu'elle se produit à haute température, possède un certain nombre d'inconvénients :

— elle ne peut être envisagée comme traitement de passivation d'un élément fini sous peine de faire évoluer ses caractéristiques (déplacement des fronts de diffusion, perturbation de la structure cristalline de surface) ;

— elle crée en surface une violente inversion *n* à cause des états de surface qu'elle engendre.

On peut espérer de l'oxydation anodique des effets moins prononcés, particulièrement vis-à-vis des perturbations dues à la température.

L'oxydation anodique du silicium est possible dans un grand nombre d'électrolytes aqueux ou non. Il est généralement admis que les épaisseurs maximales sont obtenues dans la N-méthylacétamide [6].

Les oxydations sont réalisées à courant constant et l'évolution de la tension d'électrolyse en fonction du temps permet de suivre la croissance du film.

Le rendement en courant est très faible, de l'ordre d'un pour-cent. Les caractéristiques physiques et électriques de la silice anodique sont du même ordre de grandeur que celle de la silice thermique. Elle ne possède pas de structure cristalline et son indice de réfraction est voisin de 1,5.

3.1.2. *Oxydation du germanium* [9]

Seul l'oxyde germanique GeO_2 peut être envisagé comme revêtement de surface, l'oxyde germaneux GeO ayant une résistivité trop faible.

L'oxyde germanique se présente sous trois formes : hexagonal, vitreux et quadratique.

Les deux premières étant solubles dans l'eau et tous les acides, la dernière ne l'étant pas. La transformation de la forme soluble en insoluble a été étudiée par Schwartz [7] et leur conductivité par Nagasawa [8].

a) *Oxydation chimique.* — La solution HF 48 % + H_2O_2 30 %, fortement oxydante, crée en surface du germanium un film d'oxyde hydraté dont l'épaisseur *e* est proportionnelle au temps d'oxydation :

$$e\ (\text{Å}) = 50\ t\ (\text{s})\ [10].$$

Ce film est continu jusqu'à une épaisseur de 1 500 Å mais peu adhérent, il est facile à rayer et soluble dans l'eau. Son utilisation comme revêtement de protection ne peut donc être envisagée.

b) *Oxydation électrochimique.* — D'après Zwerdling [11] le film d'oxyde obtenu par oxydation anodique dans un bain d'acide acétique ou de N-méthylacétamide est uniforme, d'épaisseur contrôlable, adhérent et de résistivité $\rho = 10^{10}\ \Omega\cdot\text{cm}$, mais soluble.

c) *Oxydation thermique.* — Law [12] dont les travaux ont été conduits entre 500 et 700 °C a interprété

la cinétique de la réaction d'oxydation du germanium par l'ensemble des équations suivantes :

$$Ge + O_2 \rightarrow GeO_2 \text{ solide}$$
$$GeO_2 + Ge \rightarrow GeO \text{ solide}$$
$$GeO \text{ solide} \rightarrow GeO \text{ gaz.}$$

La vitesse d'oxydation, comme le montre la figure 8,

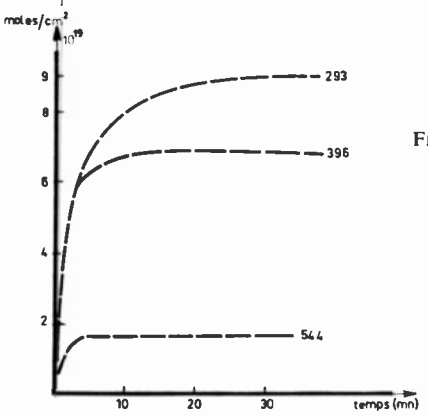


FIG. 8. — Vitesse d'oxydation du germanium à 700 °C en fonction de la pression d'oxygène (en mm).

est inversement proportionnelle à la pression partielle d'oxygène.

L'oxydation réalisée à $T < 700$ °C conduit à un oxyde amorphe soluble. A température > 700 °C, la forme obtenue est insoluble mais sa vitesse de croissance est telle qu'il est impossible d'obtenir un film d'épaisseur uniforme et contrôlable.

3.2. Revêtement des surfaces de semiconducteur par enrobage

Il est coutume de munir les composants à semiconducteurs de revêtements de protection à l'humidité, même si ceux-ci sont montés dans un boîtier étanche.

3.2.1. *Enrobage par évaporation sous vide*

Un certain nombre de composés peuvent être évaporés sous vide à la surface des éléments à semiconducteurs. Parmi les plus couramment utilisés, citons : la silice, le monoxyde de silicium et des évaporations simultanées de SiO et d'oxyde de plomb ou d'anhydride borique.

L'adhérence du film déposé est obtenue en chauffant le substrat à température plus ou moins élevée suivant les cas.

Toutefois, la stabilisation des caractéristiques des éléments ainsi traités n'est pas encore confirmée. Il semble même que l'utilisation directe de ces techniques d'évaporation ne peut être une solution parfaite aux problèmes de fiabilité. En effet, nous avons vu le rôle important joué par les charges ioniques adsorbées en surface du semiconducteur sur les propriétés de surface. L'enrobage par évaporation ne les élimine, ni ne les fixe. Ces charges, soumises à des champs électriques lorsque l'élément est mis sous tension, sont susceptibles de migrer à l'interface semiconducteur - oxyde et de faire évoluer ses caractéristiques électriques. Il en est de même pour les impuretés ioniques contenues dans le revêtement.

3.2.2. *Enrobage organique*

Il s'agit d'un revêtement du type graisse silicone ou de toute matière plastique dont le seul rôle reconnu est d'isoler l'élément à semiconducteur de l'humidité de l'air. L'utilisation d'un boîtier étanche fermé sous vide ou sous air sec est certainement au moins aussi fiable.

4. Moyens d'étude des régions de surface

Les revêtements ou traitements de surfaces de silicium et de germanium décrits précédemment doivent pouvoir être étudiés à l'aide de méthodes simples, ne nécessitant pas la fabrication d'éléments de structure compliquée.

Nous avons retenu trois méthodes :

— la mesure de conductivité de surface,
— la mesure des capacités du système diélectrique-semiconducteur,
— l'effet Hall en surface.

Elles permettent :

— de déterminer les variations de concentration et de mobilité des porteurs en surface dues à la présence du revêtement,
— de suivre l'évolution des paramètres de surface sous des conditions de stockage semblables aux essais de fiabilité des éléments finis.

4.1. Mesures de conductivité de surface

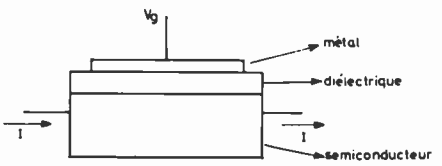
La mesure de la conductivité de surface est un moyen d'étude quantitatif des états de surface. En effet, elle permet de déterminer le potentiel de surface (fig. 6) donc la quantité de charges stockées dans la zone perturbée et la densité des états responsables de cette perturbation.

Pratiquement, les mesures donneront une conductivité globale G de volume et de surface. Les variations ΔG dues à la présence d'un revêtement, pour qu'elles soient mesurables, devront être du même ordre de grandeur que G. Il sera donc nécessaire de travailler sur des échantillons minces où les effets de surface sont notables. Pour le silicium et le germanium, la dimension des échantillons utilisés est $5 \times 10 \times 0{,}2$ mm environ.

4.1.1. *Modulation de conductivité par effet de champ*

Un champ électrique est appliqué à la surface du semiconducteur par l'intermédiaire d'un plateau métallique isolé par un diélectrique (fig. 9).

FIG. 9.



En l'absence d'états de surface, la charge induite sur le plateau métallique est égale et de signe opposé à celle qui se développe à la surface du semiconducteur sous forme de charge d'espace entraînant une variation de conductivité.

Dans le cas d'une présence d'états de surface, la charge induite se partage en une charge Q_{ES} fixée sur les états de surface et une charge d'espace Q_{SC} dans le semiconducteur. La charge fixe Q_{ES} n'intervenant pas dans la conduction, les variations ΔG sont moins grandes que s'il n'y avait pas d'états de surface.

4.1.2. *Effet de champ continu*

L'application brutale d'un champ continu (que nous supposerons, pour l'exemple, dans le sens d'un enrichissement en surface) crée une variation immédiate de conductivité [13] due à un excès de porteurs libres attirés en surface.

Au bout de 10^{-5} s, une partie de la charge induite est fixée sur les états rapides entraînant une diminution de ΔG. Il faut attendre une à quelques secondes pour que les états lents interviennent et fixent tout ou partie des porteurs de surface en excès (fig. 10).

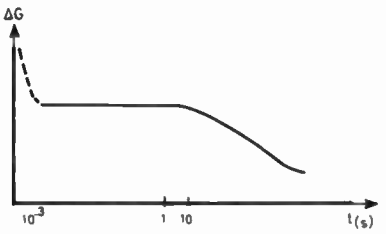


FIG. 10. — Application d'un champ continu.

L'effet du champ continu, à condition qu'il soit compatible avec la densité des états de surface, peut donc être totalement piégé sur les états de surface.

4.1.3. *Effet de champ alternatif*

Le principe de cette méthode est le même qu'en continu, le paramètre essentiel devenant ici la fréquence du signal alternatif appliqué. Les états de surface qui ont un temps de relaxation supérieur à la période du signal, ne sont pas susceptibles de se mettre en équilibre avec le champ électrique appliqué, c'est-à-dire de fixer les charges induites par ce champ. Et les variations mesurées de conductivité de surface ΔG augmentent avec la fréquence [14] et [15].

Cette méthode a été surtout utilisée pour l'étude des états lents localisés à la surface des revêtements et créés par différentes atmosphères telles que azote, oxygène, gaz rares secs ou humides.

Nous reproduisons, figure 11, les résultats obtenus par KINGSTON pour du germanium oxydé en surface, mettant en évidence les états lents dus à l'adsorption d'eau en surface de l'oxyde.

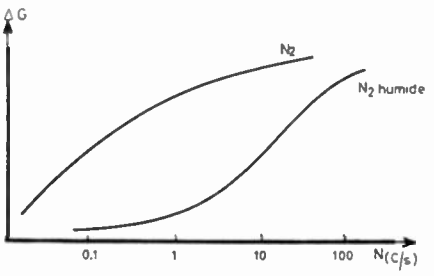


FIG. 11.

4.1.4. *Conductivité de couches d'inversion de surface*

Lorsqu'une couche d'inversion est créée à la surface de la base d'une structure *pnp* ou *npn*, il est possible de faire des mesures de conductivité de cette couche de surface sans être gêné par la conductivité de volume. Le montage expérimental est indiqué sur la figure 12.

Un changement brutal dans la polarisation de la base crée une variation de conductivité qui est suivie par une évolution lente vers un nouvel état d'équilibre. Cette évolution correspond à la fixation des charges induites par le champ sur les états lents de surface.

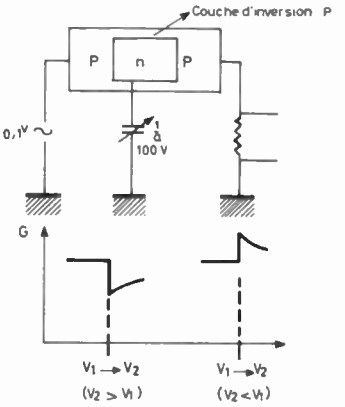


FIG. 12. — Mesure de conductivité de couches d'inversion de surface.

4.2. MESURES DE CAPACITÉS A COUCHE DIÉLECTRIQUE [16]

La structure utilisée est indiquée par la figure 13. La méthode consiste en l'étude de la variation de la capacité diélectrique - semiconducteur en fonction de la tension V_g appliquée sur la grille.

Suivant l'effet du champ ainsi créé dans le diélectrique, les porteurs (électrons ou trous) sont attirés ou repoussés de la surface du semiconducteur créant

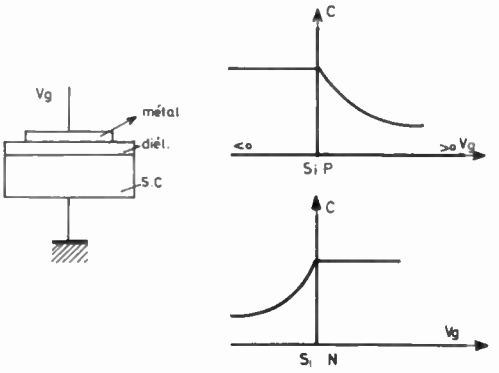


FIG. 13. — Capacité à couches diélectriques.

soit une couche d'enrichissement, soit une couche d'appauvrissement.

L'enrichissement se produisant sur une épaisseur très faible, la capacité mesurée est égale à celle de la couche d'oxyde. Dans le cas d'un appauvrissement, les porteurs libres sont repoussés dans le volume et développent en surface une charge d'espace progressant à l'intérieur du semiconducteur d'autant plus que la tension appliquée est plus forte. Nous avons vu que cette pénétration x était proportionnelle à $V^{1/2}$. Dans ce cas, la capacité mesurée est la résultante de la mise en série des capacités de diélectrique et de charge d'espace. On obtient les courbes théoriques de la figure 13.

Suivant le type de perturbation (appauvrissement ou enrichissement) les courbes expérimentales sont translatées vers la droite ou la gauche. En effet, prenons l'exemple d'un Si-N ayant subi un traitement créant un enrichissement N en surface, la charge d'espace due à une tension grille négative ne pénétrera le silicium (diminution de capacité) que lorsque l'enrichissement de surface aura été compensé. La courbe expérimentale se déplacera dans le sens des potentiels négatifs (fig. 14). Le sens et l'intensité du déplacement permettant de définir le type et l'importance de la perturbation.

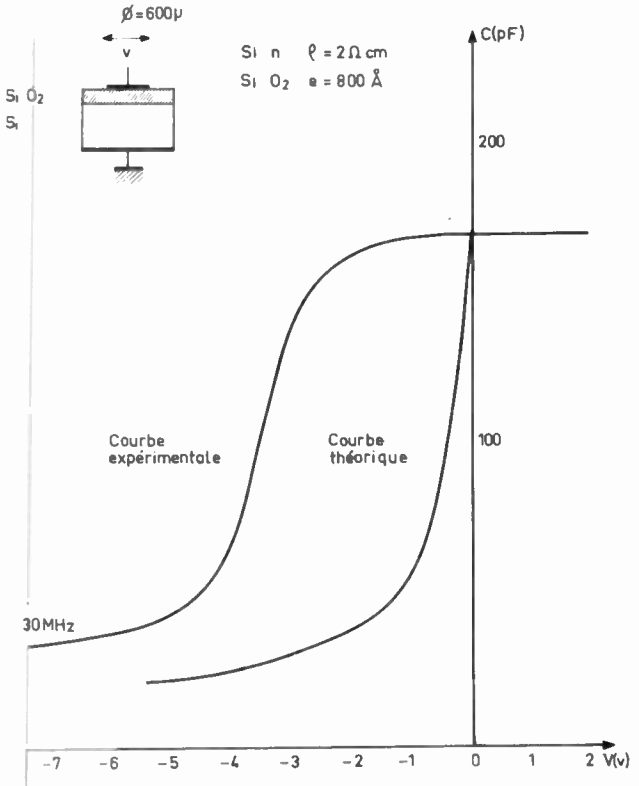


FIG. 14.

4.3. MESURES D'EFFET HALL

Cette méthode a fait l'objet de la thèse de troisième cycle de M. C. PETIT [17].

Les mesures d'effet Hall sur des échantillons semiconducteurs permettent de déduire des renseignements sur la conductivité superficielle du matériau, à partir des variations du coefficient de Hall R_H, en fonction du potentiel de surface.

En effet, nous pouvons considérer un échantillon de semiconducteur comme formé de deux régions :

— une région superficielle d'épaisseur d_s voisine de la longueur de Debye

$$d_s \simeq L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 kT}{4\pi q^2 n^i}}$$

— une région de volume d'épaisseur d_v.

On calcule le coefficient de Hall résultant R_H, en considérant les deux régions comme isolées l'une de l'autre et en utilisant le schéma électrique équivalent. PETRITZ a montré que cette décomposition arbitraire conduisait au même résultat que la résolution du problème par l'équation de Boltzmann qui suppose une variation continue du potentiel de la charge vers l'intérieur du matériau.

Désignons par R_s et R_v les coefficients de Hall en surface et en volume (fig. 15) :

$$V_s = \frac{R_s I_s B}{d_s}, \quad V_v = \frac{R_v I_v B}{d_v}, \quad d = d_s + d_v$$

Le courant total traversant l'échantillon est $I = I_s + I_v$

$$I_s = \frac{\sigma_s d_s I}{\sigma_s d_s + \sigma_v d_v},$$

$$I_v = \frac{\sigma_v d_v I}{\sigma_s d_s + \sigma_v d_v},$$

σ est la conductivité du matériau.

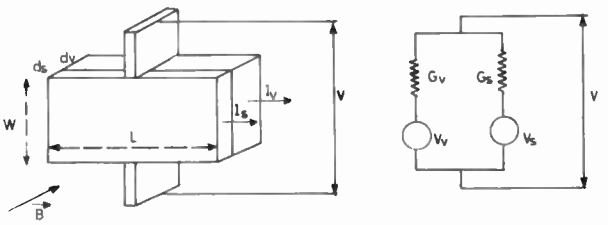


FIG. 15. — Mesure des coefficients de Hall.

La conductance de l'échantillon, dans le sens des tensions de Hall, est :

$$G = G_s + G_v \begin{cases} G_s = \dfrac{\sigma_s d_s L}{W} \\ G_v = \dfrac{\sigma_v d_v L}{W} \end{cases}$$

$$G = (\sigma_s d_s + \sigma_v d_v)\frac{L}{W} = \sigma d \frac{L}{W}$$

d'où

$$\sigma = \frac{\sigma_s d_s + \sigma_v d_v}{d}$$

La tension de Hall totale est égale au produit de la résistance du spécimen par le courant de court-circuit (Théorème de THEVENIN) :

$$V = \frac{V_s G_s + V_v G_v}{G_s + G_v} = R_H \frac{IB}{d} ,$$

$$V = \frac{\dfrac{R_s}{d_s}\dfrac{\sigma_s d_s}{\sigma_s d_s + \sigma_v d_v} IB\sigma_s d_s \dfrac{L}{W} + \dfrac{R_v}{d_v}\dfrac{\sigma_v d_v}{\sigma_s d_s + \sigma_v d_v} IB\sigma_v d_v \dfrac{L}{W}}{(\sigma_s d_s + \sigma_v d_v)\dfrac{L}{W}}$$

$$\frac{R_H}{d} = \frac{R_s \sigma_s^2 d_s + R_v \sigma_v^2 d_v}{(\sigma_s d_s + \sigma_v d_v)^2} .$$

Une variation du potentiel de surface provoquera une variation de la conductivité superficielle σ_s et du coefficient de Hall R_s, tandis que σ_v et $R_v^{\wedge}$ demeureront inchangés.

On a donc :

$$\Delta R_H = \frac{\partial R_H}{\partial \sigma_s} \Delta\sigma_s + \frac{\partial R_H}{\partial R_s} \Delta R_s ,$$

$$\Delta R_H = \frac{d d_s [2\sigma_v d_v (R_s\sigma_s - R_v\sigma_v)\Delta\sigma_s + (\sigma_v d_v + \sigma_s d_s)\sigma_s^2 \Delta R_s]}{(\sigma_s d_s + \sigma_v d_v)^3}$$

Cette relation permet donc d'évaluer la variation du coefficient de Hall à partir de sa valeur pour un *potentiel de surface initial arbitraire.*

Si on choisit le potentiel initial ϕ_s égal au potentiel de volume ϕ_v, il n'y a plus de courbure des bandes d'énergie et l'on a alors une relation beaucoup plus simple puisque, dans cette hypothèse :

$$\sigma_s(\phi_s = \phi_v) = \sigma_v \quad \text{et} \quad R_s(\phi_s = \phi_v) = R_v,$$

d'où $\Delta R = \dfrac{d d_s [\sigma_s^3 d \Delta R_s]}{\sigma_s^3 d^3}$ et $\Delta R_H = \dfrac{d_s}{d} \Delta R_s$.

ΔR_H est donc proportionnel à la variation du coefficient de Hall en surface ΔR_s. La variation de la conductivité superficielle $\Delta\sigma_s$ n'intervient plus directement. Or la conductivité totale du matériau est :

$$\sigma = \frac{\sigma_v d_v + \sigma_s d_s}{d} ,$$

puisque σ_v = Cte, on a donc $\Delta\sigma = \dfrac{d_s}{d} \Delta\sigma_s$.

Le facteur géométrique d_s/d est le même pour le coefficient de Hall et la conductivité. Il est possible de déterminer l'influence des divers traitements de surface envisagés, sur la conductivité superficielle d'échantillons de silicium et de germanium, en mesurant les variations de tension de Hall.

5. Résultats et essais d'interprétation

5.1. MESURES DE CONDUCTIVITÉ

Plutôt que d'étudier la répartition énergétique et la durée de vie des états de surface, grandeurs accessibles par les méthodes de mesure de conductivité modulée par effet de champ décrites précédemment, nous nous sommes intéressés aux perturbations durables apportées par les différents revêtements.

Pour cela, nous avons comparé la conductivité globale d'éléments traités et non traités ainsi que la modification permanente de cette conductivité par effet de champ (fig. 16).

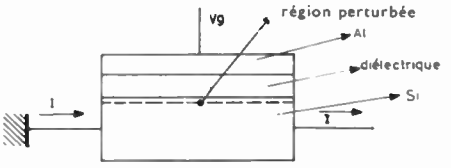


FIG. 16.

5.1.1. *Cas du Si-P*

a) Pour le Si-*P* 1 000 Ω non oxydé (fig. 17*a*) la résistance à $V_g = 0$ correspond à la résistance théorique :

$$R = \rho \frac{l}{s} ,$$

Soit, pour un échantillon de 6 × 2 mm et de 0,1 mm d'épaisseur : R = 300 000 Ω.

Et l'évolution de cette résistance sous l'effet d'une tension grille V_g correspond à :

— un appauvrissement P pour $V_g > 0$,

— un enrichissement P pour $V_g < 0$.

Nous pouvons donc dire, au moins qualitativement, que les propriétés de surface d'un silicium non oxydé sont voisines de celles du volume.

b) Pour le Si-*P* 1 000 Ω oxydé (fig. 17*b*), la résistance à $V_g = 0$ est très inférieure à la valeur théorique. Ce qui peut s'expliquer de deux façons différentes : ou bien un enrichissement p violent en surface, ou bien une inversion créant une couche n de surface, très concentrée.

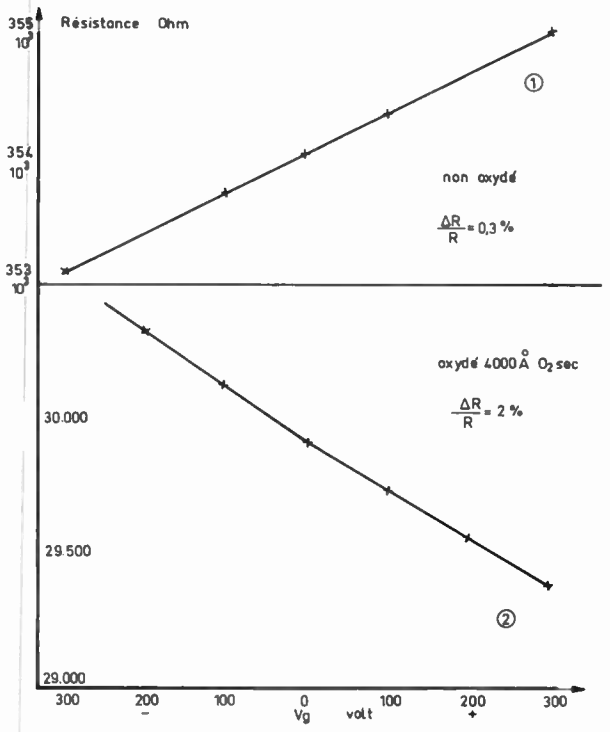


FIG. 17. — Si *P* 1 000 Ω·cm, Δ Vg = 300 V.

L'évolution de la résistance en fonction de V_g nous indique la présence d'une couche *n*. En effet, une tension positive sur la grille oriente la surface dans le sens *n*. Pour que la résistance diminue, il faut que la surface soit déjà de type *n*.

On ne peut chiffrer l'effet de la perturbation créée par l'oxyde qu'en supposant l'épaisseur d_s sur laquelle cette perturbation se produit.

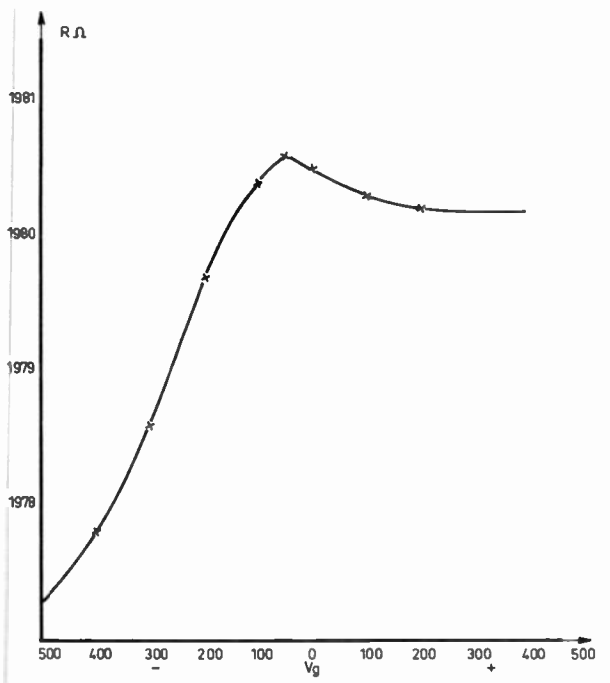


FIG. 18. — Si P 25 Ω·cm oxydé 2 000 Å. Contacts Al ohmique R théorique 2 725 Ω.

Cette couche *n* devrait pouvoir être éliminée sous l'action d'une tension grille V_g négative orientant la surface vers le type *p* ; nous avons pu l'obtenir (fig. 18) en diminuant l'épaisseur de l'oxyde, c'est-à-dire en augmentant le champ créé par V_g.

5.1.2. *Cas du Si-N*

La figure 19 donne les courbes de résistance.

Les résultats s'interprètent de la même façon que pour le Si-*P*. La présence de l'oxyde enrichit la surface dans le sens *n* augmentant la conductivité de l'échantillon.

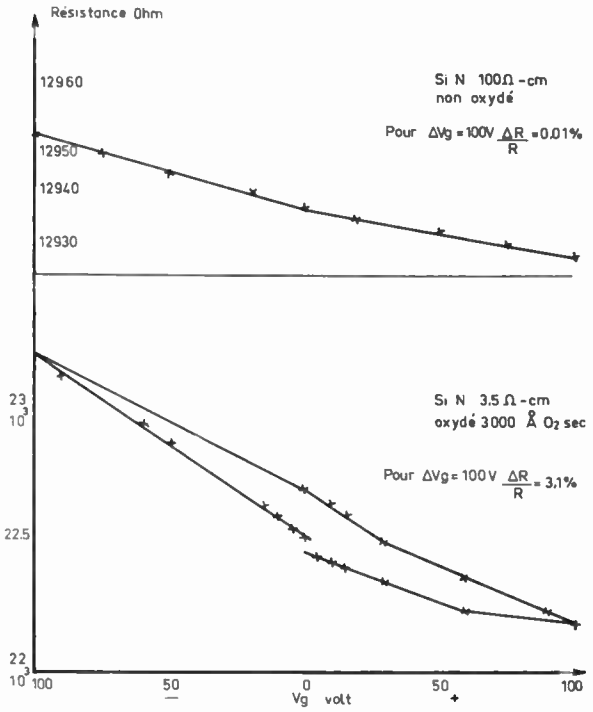


FIG. 19. — Courbes de résistances du SiN.

5.2. MESURES DE CAPACITÉ

5.2.1. *Cas du Si-N*

Le déplacement de la courbe expérimentale vers les potentiels négatifs s'explique par la présence d'un enrichissement *n* en surface, dû à la présence de l'oxyde (voir fig. 14).

La capacité ne décroît (pénétration de charge d'espace) que lorsque le potentiel de grille est suffisamment négatif pour compenser l'enrichissement.

Le décalage ΔV permet une mesure approchée de la perturbation : $Q = C\Delta V$, Q étant la charge stockée dans la couche de surface.

5.2.2. *Cas du Si-P*

La capacité de couche d'oxyde ne se voit que pour des potentiels grille très négatifs (voir fig. 20).

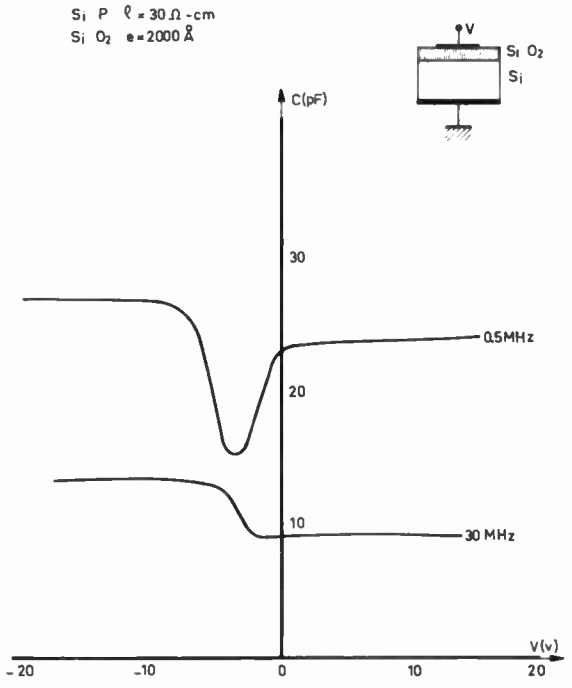


FIG. 20.

La pénétration de charge d'espace avant $V_g = 0$ est caractéristique de l'influence de l'oxyde :

$$Q' = C\Delta V'.$$

L'allure des courbes dépend de la fréquence du signal de mesure du pont capacimètre : il apparaît une remontée de la capacité dans les potentiels positifs dans le cas de fréquences basses, que l'on interprète ainsi :

Pour $V_g \geq 0$, la couche d'inversion de surface créée par l'oxyde possède un grand nombre de porteurs libres. Si le temps de relaxation de ces porteurs est rapide vis-à-vis de la période du signal de mesure, ils se mettent à tout moment en équilibre avec les variations de potentiel de surface créées par le signal, et la valeur de la capacité tend à devenir celle de la couche d'oxyde.

5.2.3. *Comparaison des oxydes thermique et anodique*

Pour des traitements de surface du silicium avant oxydation et des épaisseurs d'oxyde semblables, les résultats sont directement comparables.

On remarque un déplacement vers les potentiels négatifs de la courbe $c = f(V)$, considérablement plus faible dans le cas d'un oxyde anodique ainsi qu'aucun effet de remontée dans les potentiels positifs (voir fig. 21 et 22).

La silice anodique a donc un effet de surface très inférieur à la silice thermique. Leurs conditions de formation étant très différentes (atmosphère, température) et il est difficile d'en trouver une interprétation.

Toutefois, deux faits sont importants :

— température de formation très différente,

— champ électrique de croissance inexistant en oxydation thermique.

Nous supposons (voir résultats d'effet Hall) que les effets de l'oxyde sont dus à des impuretés ioniques de charge positive localisées à l'interface Si - SiO_2. Le champ électrique de croissance de la silice anodique

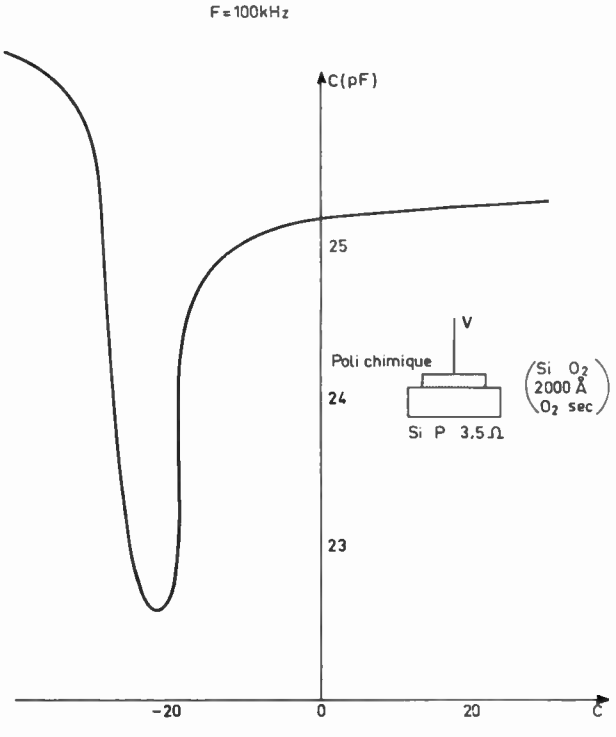


FIG. 21.

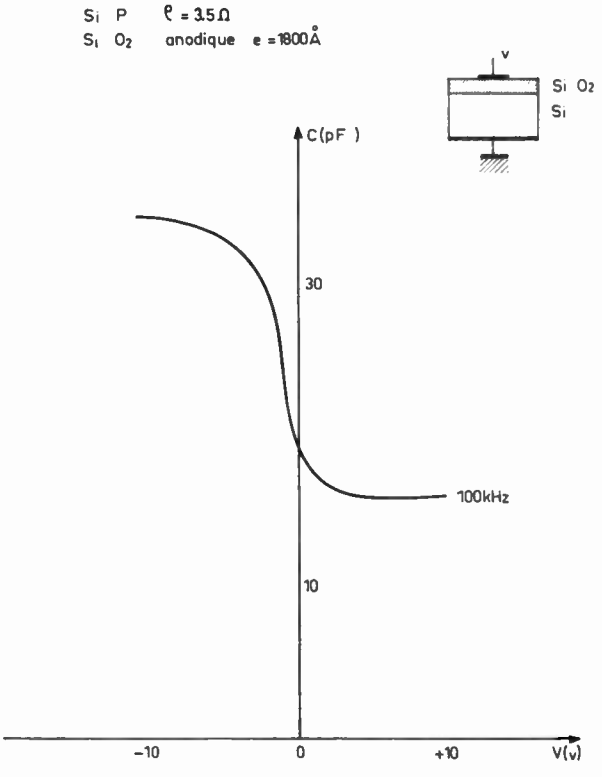


FIG. 22.

est tel (10^6 V/cm) que ces impuretés peuvent migrer et s'éloignent de la surface, diminuant ainsi leur effet sur cette dernière.

5.3. Mesures d'effet Hall

5.3.1. *Cas du Si-N*

Les résultats obtenus et qui sont consignés dans le tableau ci-dessous confirment ceux donnés par les méthodes précédentes. Les mesures simultanées de coefficient de Hall et de résistance permettent de déterminer les variations de concentration de surface et de mobilité.

Oxyde	Nature et type du matér.	Résistivité Ω · cm	$\frac{\Delta R_{II}}{R_{II}}$ %	$\frac{\Delta R}{R}$ %
Thermique sec 4 000 Å	Si N	2,5	25	23
	Si N	11	25	20
	Si N	50	33	25
	Si P	4	14	10
	Si P	23	7	6
Thermique sec 2 000 Å	Si P	4	8	6
3 000 Å	Si P	4	12	10
4 000 Å	Si P	4	14	10
Ther. sec 5 000 Å	Si P	23	10	5
humide 3 000 Å	Si P	30	12	12
vapeur 5 000 Å	Si P	23	18	18
Anodique	Ge N	6	9	5
	Ge N	30		8
	Ge P	30		−5
	Si P	4		3

Résultats des mesures

Une diminution progressive par attaque chimique de la couche d'oxyde en cours de mesure a permis d'autre part de confirmer l'importance des couches d'oxyde profondes (fig. 23).

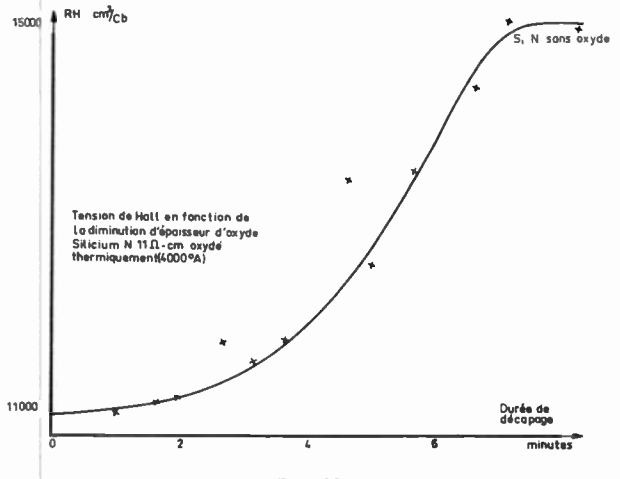


FIG. 23.

5.3.2. *Cas du Si-P*

L'interprétation des résultats est ici plus délicate, les variations de tension de Hall étant du même sens pour un enrichissement de surface ou une inversion violente.

Toutefois, la technique de décapage lent (fig. 24)

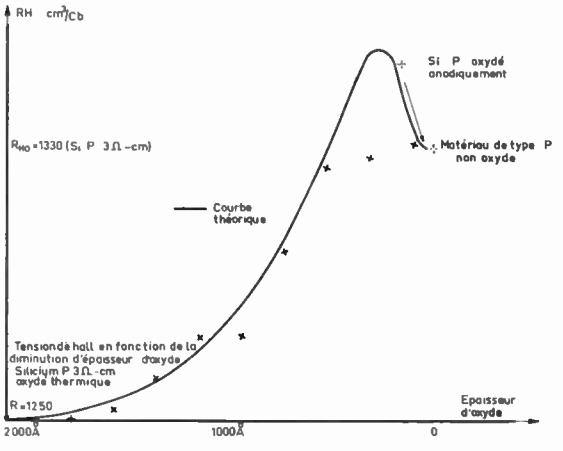


FIG. 24.

a permis de lever l'indétermination. En effet, à la fin du décapage, l'augmentation de la tension de Hall correspond à une diminution de l'inversion *n* de surface, le maximum de la courbe, à la disparition de l'inversion et la redescente, à un enrichissement *p*, jusqu'à ce que la concentration de surface atteigne celle de volume lorsque tout l'oxyde est disparu.

5.4. Essais d'interprétation

Les différences de comportement des silices thermiques et anodiques nous ont laissé supposer la présence d'ions positifs mobiles ou fixes à l'interface Si - SiO_2 et au sein de cette silice jouant, suivant leur position, le rôle des états rapides ou lents envisagés de façon théorique aux chapitres précédents. Leur existence se conçoit facilement. En effet, les valences de surfaces des semiconducteurs doivent se saturer par fixation ou adsorption d'ions, ceux-ci, au moment de l'oxydation, sont libérés et susceptibles de migrer sous l'action d'un champ électrique.

Afin de confirmer cette hypothèse, nous avons suivi l'évolution des courbes de capacité stockées sous tension (fig. 25). Leur déplacement vers la courbe théorique se produit pour des tensions grille négatives donc tendant à éloigner les ions mobiles de la surface du silicium et à diminuer leur effet.

Le silice thermique évolue ainsi vers la silice anodique.

6. Conclusion

Les phénomènes de surface jouant un rôle essentiel dans l'évolution des caractéristiques des éléments à semiconducteurs, il est nécessaire d'en faire une

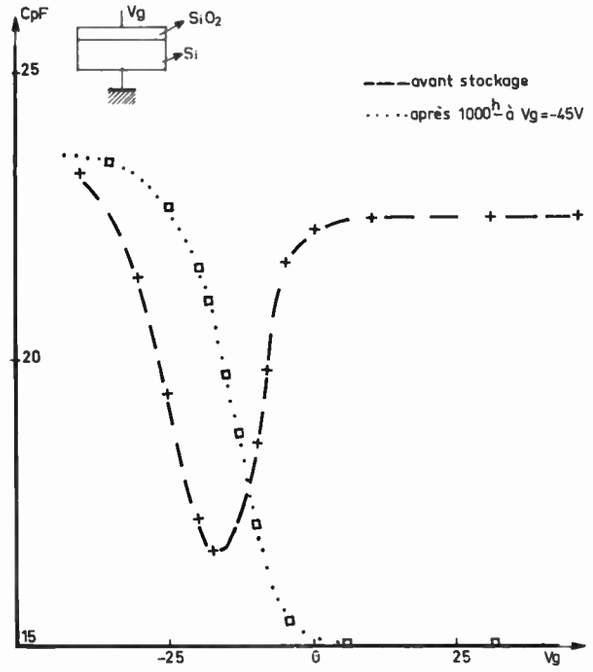


FIG. 25. — Si P 3,5 Ω 2 000 Å SiO_2 thermique. Evolution de la capacité.

étude systématique. Nous possédons trois méthodes permettant de tester et d'interpréter, de façon qualitative au moins, le rôle des différents traitements industriels de surface. Nous nous sommes limités, jusqu'à présent, à l'étude de revêtements d'oxydes qui sont d'un gros intérêt de fabrication, mais nous envisageons d'appliquer les résultats trouvés à l'analyse d'autres revêtements et enrobages.

***

Nous tenons à remercier ici la Direction Générale à la Recherche Scientifique et Technique pour l'aide dont elle a bien voulu faire bénéficier cette étude, objet du contrat nº 62 Fr 162.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Physik Sowjetunion 1, 1932, p. 733.
[2] HOLMES J.P. — Electrochemistry of Semiconductors, p. 81.
[3] *Physik* 113, 367, 1939.
[4] *J A P* 26, 718, 1955.
[5] *Phys. Rev.* 99, July, 15, 1955, p. 376.
[6] *J E C S*, April 1957, p. 230.
[7] *Z Anorg Chem.* 252, 170, 1943.
[8] *J E C S Jap* 18, 158, 1950.
[9] PASCAL, Tome VIII, Fac. 3.
[10] *J A P* 28, 1262, 1957.
[11] *J ECS* 107, 4, 1960 et 104, 230, 1957.
[12] KINGSTON. — Semiconductor surface physics, p. 383.
[13] KINGSTON. — Semiconductor surface physics, p. 111.
[14] *Bell Syst. Tech. J.* 38, 749, 1959.
[15] *Ph. Rev.* 590, 1955 et 103, 855, 1956.
[16] *Bell Syst. Tech. J.* Mai 62, p. 803.
[17] PETIT C. — Thèse de 3e cycle (à paraître).

PROBLÈMES POSÉS PAR L'UTILISATION DES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS DANS LES TECHNIQUES DE L'ESPACE*

PAR

A. CHABERT

Institut de Physique nucléaire de Lyon

1. Introduction

Depuis la naissance-même de la physique nucléaire, le problème de l'interaction des rayonnements avec la matière a toujours été d'une importance primordiale mais, jusque vers 1940, ces études n'étaient en fait motivées, à quelques exceptions près, que par des raisons théoriques. En effet, les flux rencontrés jusqu'à cette époque ne faisaient guère apparaître de problèmes technologiques. La situation évolue ensuite très rapidement avec la mise en service des premières piles, des armements nucléaires, des grands accélérateurs et des satellites ; ces nouvelles techniques, conduisant à des flux intenses de particules, posaient pour la première fois le problème de la tenue des divers matériaux aux radiations et surtout des problèmes vitaux de protection. En dehors des substances biologiques qui semblent les plus dramatiquement affectées, les dispositifs électroniques utilisant des semiconducteurs apparaissent comme particulièrement sensibles à l'action des radiations. Or, la technique des semiconducteurs, conduisant à des réalisations de volume restreint et ne nécessitant que des puissances minimes, est particulièrement bien adaptée aux techniques de l'espace et, en fait, universellement utilisée dans la réalisation des systèmes électroniques embarqués.

Nous allons successivement envisager les trois aspects fondamentaux posés par le problème de l'utilisation des dispositifs à semiconducteur dans la technique de l'espace. Ce sont les études tendant à préciser nos connaissances sur le champ de radiations extra-atmosphériques, celles faites dans le but de déterminer l'action des radiations sur les matériaux semiconducteurs et enfin celles relatives au comportement des éléments construits à partir de matériaux semiconducteurs lorsqu'ils sont soumis à ces rayonnements intenses.

(*) Conférence faite le 12-12-64 à Nancy devant le groupe de l'Est de la SFER.

2. Rayonnement dans l'espace

En 1958, VAN ALLEN (Explorer I) mit en évidence l'existence d'un champ de rayonnements spatial, dans lequel on peut distinguer quatre composantes qui sont le rayonnement cosmique galactique, le plasma interplanétaire, le rayonnement solaire et les ceintures de radiations.

Le rayonnement galactique consiste essentiellement en particules chargées de hautes énergies (protons, 85 % ; α, 13 % ; noyaux lourds, 2 %). Le flux total étant de l'ordre de quelques particules/cm²/s et les énergies, de l'ordre de plusieurs gigaélectronvolts par nucléons.

Le plasma interplanétaire (ou vent solaire suivant l'origine qui lui est attribuée) est constitué de particules chargées de très basses énergies (protons et électrons de l'ordre de l'électronvolt) présentant des flux de l'ordre de 10^8 à 10^9 particules/cm²/s.

Ces deux composantes, à cause d'un flux ou d'énergies trop faibles, ne semblent pas devoir occasionner de dommages sensibles dans les dispositifs embarqués et on peut les négliger devant l'importance des deux autres composantes du rayonnement spatial au voisinage de la terre, c'est-à-dire des ceintures de radiations et du rayonnement solaire.

2.1. LES CEINTURES DE RADIATIONS

L'existence de ceintures de radiations est liée à la présence du champ magnétique terrestre capable de confiner les particules chargées qui pénètrent la magnétosphère, c'est-à-dire la portion d'espace où l'effet du champ géomagnétique est sensible.

Les ceintures de radiations apparaissent alors comme des régions où les taux de comptage sont particulièrement élevés, elles sont approximativement symétriques par rapport au plan équatorial géomagnétique mais pas de révolution autour de l'axe géomagnétique, comme on le crut tout d'abord. En effet, le champ géomagnétique est fortement distordu par le « vent solaire »

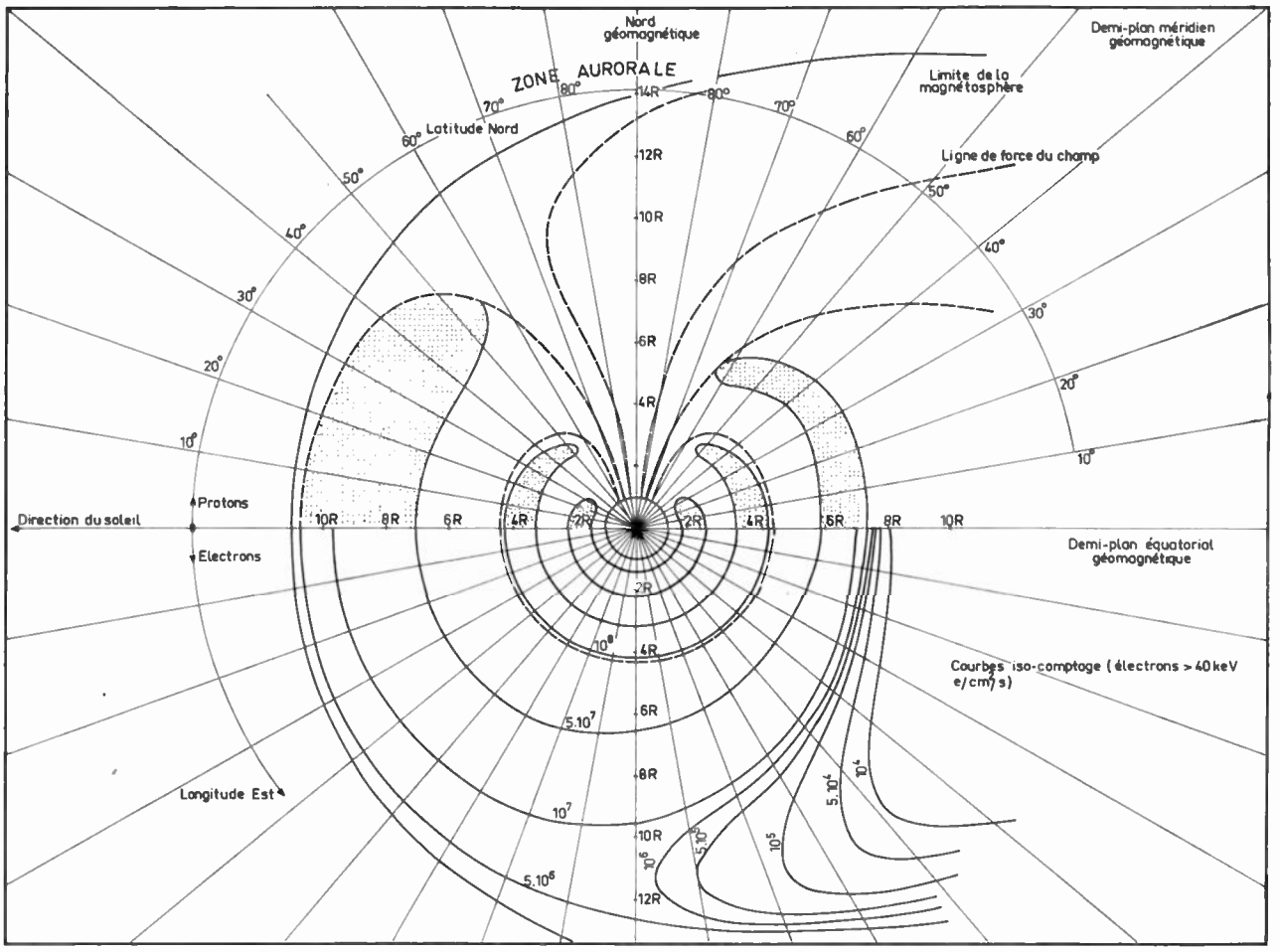


FIG. 1. — Ceinture de radiations électroniques

TABLEAU I

(Représentation graphique : figures 2 et 3)

Zone envisagée	Spectre des protons	Spectre des électrons
1re ceinture de Van Allen 8 - 12 000 km ± 30° de latitude	$3 \cdot 10^6 E_{MeV}^{-1}$ protons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 1 MeV $< E <$ 1 GeV	$10^8 E_{MeV}^{-1,5}$ électrons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 10 keV $< E <$ 1 MeV
Zone intermédiaire : 12 - 20 000 km ± 70° de latitude	$10^5 E_{MeV}^{-2}$ protons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 100 keV $< E <$ 100 MeV	$10^4 E_{MeV}^{-3}$ électrons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 10 keV $< E <$ 1 MeV
2e ceinture de Van Allen : 20 - 30 000 km ± 50° de latitude	$10^6 E_{MeV}^{-2}$ protons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 100 keV $< E <$ 100 MeV	$10^5 E_{MeV}^{-3}$ électrons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 10 keV $< E <$ 10 MeV
Zone intermédiaire : 30 - 50 000 km ± 50° de latitude	$10^4 E_{MeV}^{-2}$ protons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 100 keV $< E <$ 100 MeV	$10^4 E_{MeV}^{-3}$ électrons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 1 keV $< E <$ 1 MeV
3e ceinture de Van Allen : 50 - 80 000 km ± 60° de latitude		$10^6 E_{MeV}^{-3}$ électrons d'énergie $> E$ cm^{-2}s^{-1} 100 eV $< E <$ 100 keV

(Les distances sont comptées à partir du centre de la terre)

et il en résulte un effet extrêmement prononcé en fonction de l'orientation par rapport au soleil.

Les particules confinées sont essentiellement des protons et des électrons. Si nous définissons alors les ceintures de radiations relativement aux électrons, nous en obtenons trois (fig. 1), par contre, si nous ne nous préoccupons que de la composante protonique, on ne trouve, en fait, qu'une seule ceinture dont le maximum d'intensité correspond à peu près à celui de la première ceinture électronique.

Le tableau I et les figures 2 et 3 donnent les caractéristiques des diverses ceintures de radiations.

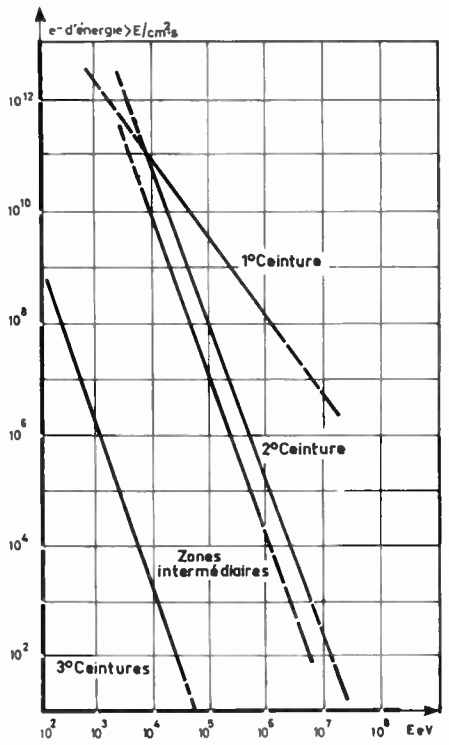


FIG. 2.

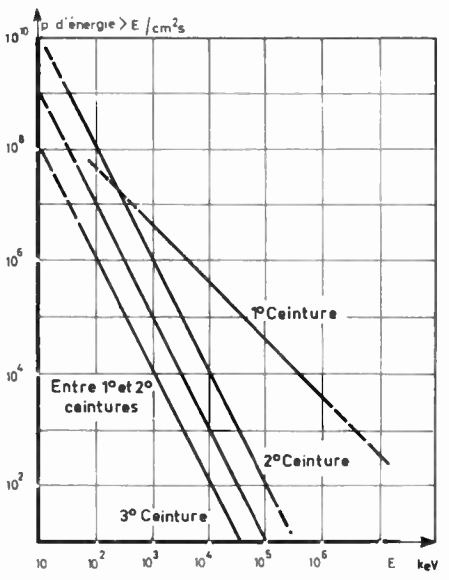


FIG. 3.

Jusqu'à environ 40 000 km, ces caractéristiques sont relativement stables surtout en ce qui concerne la composante protonique ; au-delà de 100 000 km, les effets du champ géomagnétique ne sont plus perceptibles et il n'existe pratiquement plus de particules confinées.

2.2. Le rayonnement solaire

Le soleil est une source importante de radiations mais c'est une source transitoire en ce sens que des flux intenses ne sont émis que pendant les éruptions solaires et ne persistent que pendant une courte période (de l'ordre de quelques jours).

Il est malheureusement difficile de prévoir ces événements, leur fréquence est d'environ un ou deux événements de haute énergie tous les quatre ou cinq ans et cinq à trois événements de moyenne et basse énergie par an. La figure 4 donne les caractéristiques de tels événements.

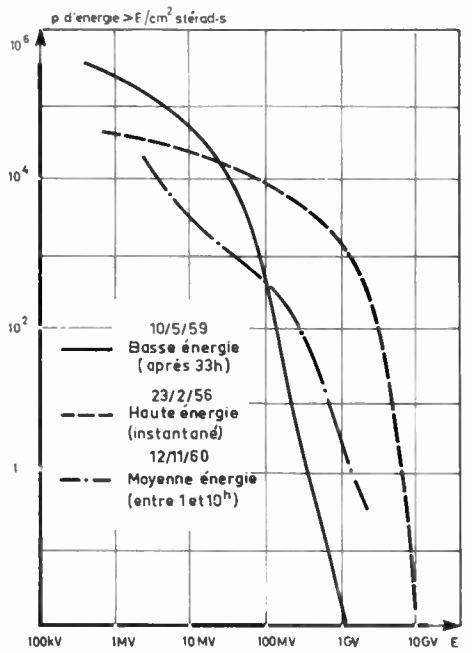


FIG. 4.

2.3. Doses de rayonnements reçus d'un véhicule spatial

La figure 5 donne une idée des doses de rayonnements reçues à la surface et à l'intérieur (blindage de 10 g/cm² d'aluminium) d'un satellite circulant au maximum de la première ceinture de Van Allen pendant un an avec l'arrivée de trois événements solaires supposés constants pendant un jour, au maximum d'intensité.

Le rayonnement intérieur est bien différent du rayonnement incident, l'enveloppe arrêtant les composantes de basses énergies et engendrant par réactions nucléaires, un flux intense de neutrons et de gamma secondaires.

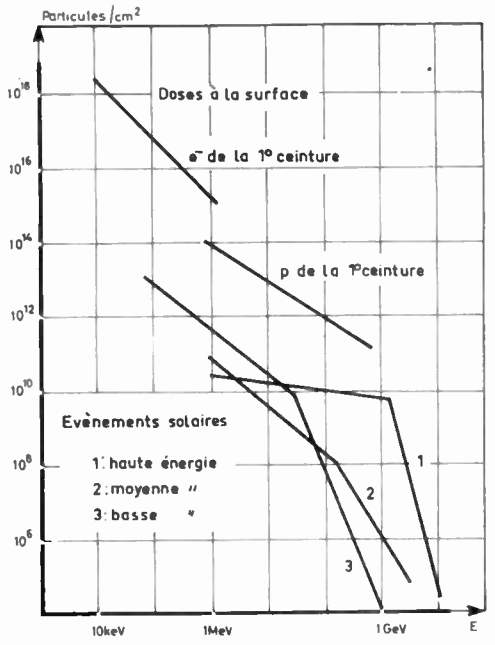


FIG. 5. — Satellite au maximum de la première ceinture pendant un an avec trois événements solaires supposés constants pendant un jour au maximum d'intensité.

Doses derrière 10 g/cm² d'al.

3.10^{18} γ/cm² · 30 keV < E < 300 keV
dus aux e de la première ceinture

3.10^{10} n/cm² · MeV 1 MeV < E < 10 MeV
dus aux p de la première ceinture

10^{9} p/cm² · MeV 10 MeV < E < 300 MeV
primaires de la première ceinture

10^{8} p/cm² · MeV 10 MeV < E < 1 GeV

10^{9} n/cm² · MeV 1 MeV < E < 10 MeV

p primaires et n secondaires dus à un événement de haute énergie.

3. Interaction des radiations avec les semiconducteurs

La figure 6 montre les divers phénomènes induits dans les matériaux par les radiations. On aboutit essentiellement à des atomes d'impuretés (modification du dosage des semiconducteurs), à des déplacements d'atomes ou à des phénomènes d'ionisation, ces derniers sont évidemment transitoires, alors que les deux premiers sont permanents, abstraction faite des phénomènes de guérison.

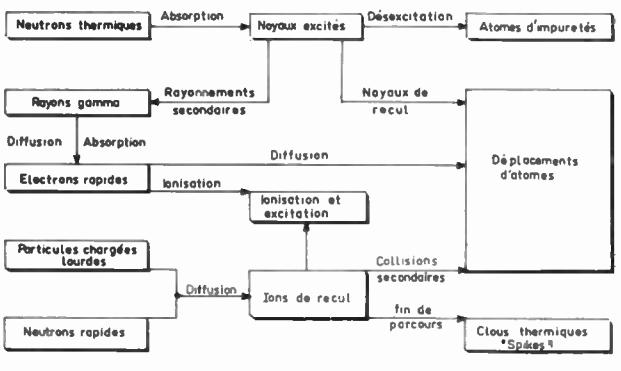


FIG. 6.

Les déplacements d'atomes sont particulièrement importants et déterminent, pratiquement, la dégradation permanente du semiconducteur. Il est donc essentiel de connaître le nombre d'atomes déplacés, en fonction de la nature et de l'énergie de la radiation.

3.1. Déplacements d'atomes

Une particule incidente ne peut déplacer un atome que si elle communique à ce dernier une énergie suffisante, supérieure à une énergie seuil de déplacement E_d, énergie qui est de l'ordre de 12 à 20 eV pour la plupart des matériaux semiconducteurs. Un atome déplacé avec une énergie suffisante peut lui-même déplacer d'autres atomes (déplacements secondaires).

Les sections efficaces de transfert d'énergie aux électrons et aux noyaux dans l'approximation classique montrent la grande probabilité de transmettre de l'énergie aux électrons atomiques et non pas au noyau. Les pertes par ionisation sont donc primordiales dans cette approximation, cependant, aux basses énergies il n'en est plus de même et on peut, au contraire négliger les phénomènes d'ionisation. On a donc été conduit à définir une énergie E_{ion} au-dessus de laquelle tous les transferts se font par ionisation et au-dessous de laquelle, ils se font tous par déplacements d'atomes :

$$E_{ion} = 0{,}5\ \mathrm{Mat}/m_0\ \mathrm{eV}.$$

Connaissant alors les énergies seuil de déplacement primaire, on atteint, au moyen de théories plus ou

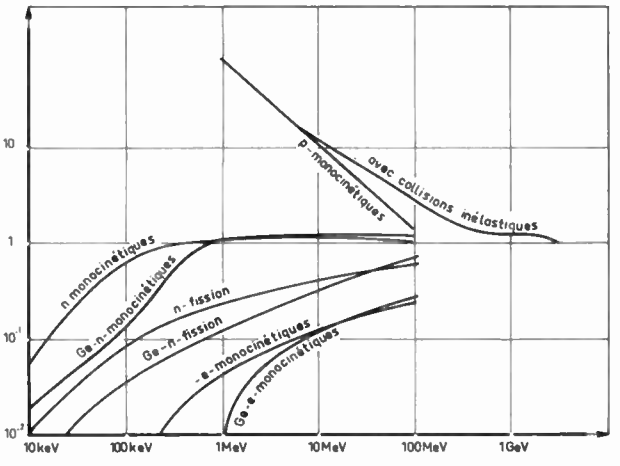


FIG. 7.

moins complexes, les sections efficaces de déplacement primaire σ_d (section efficace de transfert d'une énergie supérieure à E_d, puis on étudie le nombre moyen ν de déplacements secondaires, dus aux atomes primaires déplacés. Alors le nombre total de déplacements créés par un flux ϕ de particules, dans un solide contenant n_0 atomes/cm³, est donné par la formule :

$$N_d = \sigma_d \nu n_0 \phi = \sigma_r n_0 \phi.$$

Après certaines approximations, nous obtenons les courbes représentées sur la figure 7 donnant le nom-

bre de déplacements induits par des neutrons monocinétiques, des neutrons de fission (spectre en $1/E$), des protons et des électrons monocinétiques en fonction de l'énergie, ramené au nombre de déplacements créés par un flux mono-énergétique de neutrons de 1 MeV (courbes tracées par le silicium et le germanium).

Nous remarquons que les protons de basse énergie sont particulièrement actifs et que le germanium semble plus résistant que le silicium.

3.2. Effets des déplacements sur les propriétés des semiconducteurs

Les propriétés électriques des semiconducteurs, particulièrement sensibles à la présence de défauts ou d'impuretés dans leur réseau cristallin, seront fortement modifiées par les déplacements créés par irradiation. Lorsqu'un atome est déplacé, il se met en position anormale dans le réseau (interstitiel), laissant derrière lui un site non occupé (vacance). Cette déformation du réseau donne naissance à des niveaux permis dans la bande interdite séparant les bandes de valence et de conduction (niveaux donneurs ou acceptance suivant le type de défaut créé). L'apparition de tels niveaux va donc modifier les propriétés de transport du semiconducteur irradié.

Les propriétés les plus sensibles sont la conductivité σ, le coefficient de Hall et surtout la durée de vie des porteurs minoritaires ι (ou leur longueur de diffusion L).

En première approximation, ces grandeurs sont liées au flux par les relations simples suivantes :

$$\sigma = \sigma_0 + K_1\phi$$

$$L^{-2} = L_0^{-2} + K_2\phi - \iota^{-1} = \iota_0^{-1} + K_3\phi.$$

Les coefficients $K_i > 0$ dépendent de la nature du semiconducteur et du rayonnement (par exemple : $K_2 = 1{,}7 \cdot 10^{-10}$ pour les cellules solaires Si, n sur p $K_2 = 2{,}6 \cdot 10^{-9}$ pour les cellules solaires Si, p sur n).

Les résultats expérimentaux confirment l'allure de ces formules et permettent une détermination expérimentale des coefficients K_i, les données varient cependant dans de larges proportions et diffèrent notablement des prévisions théoriques.

Les rayonnements induisent aussi des effets de surface et d'ionisation extrêmement complexes, encore mal connus et difficilement prévisibles. Bien que ces effets ne soient pas permanents, leur importance est fondamentale pour les transistors devant opérer sans flux.

4. Effets des radiations sur les diodes et les transistors

Les propriétés de transfert des semiconducteurs étant affectées par les radiations, le fonctionnement de dispositifs à semiconducteurs sera donc perturbé par une irradiation.

4.1. Jonctions

Les cellules solaires qui fournissent l'énergie aux satellites sont des espèces particulières de jonctions et on comprend facilement les nombreuses études auxquelles elles ont donné lieu. Le paramètre le plus important est le courant de court-circuit I_s lié par la relation suivante à la durée de vie ι de porteurs minoritaires :

$$I_s^{-2} = S + \text{const.}\ \iota^{-1}.$$

Le premier terme S, assez mal connu, semble correspondre à des effets de surface et ses variations ne sont sensibles qu'en début d'irradiation, ensuite les variations de I_s sont liées à celles de ι :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} I_s^{-2} = \text{const.}\ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\phi.$$

Expérimentalement on vérifie bien cette loi de proportionnalité de I_s^{-2} au flux, la constante pouvant se concevoir comme une caractéristique de la dégradation de la jonction, et permettre d'établir une équivalence entre divers rayonnements pour une jonction donnée ou un critère de résistance entre les diverses jonctions. Les expériences de Telstar ont montré que les cellules solaires protégées par 0,3 g/cm² de saphir sont insensibles aux électrons de l'espace et que, sur l'orbite de Telstar, les cellules solaires recouvertes de ce blindage sont endommagées par les protons à un taux correspondant à un flux de $6 \cdot 10^{12}$ électrons de 1 MeV par jour sur des cellules nues.

4.2. Transistors

Le paramètre des transistors qui semble le plus étudié est le facteur d'amplification collecteur-base h_{fe} en courant continu, d'autres paramètres très importants sont aussi modifiés mais n'ont pas encore donné lieu à des études assez nombreuses et précises pour que l'on puisse en tirer beaucoup de renseignements.

h_{fe} est lié au paramètre de transistor et du semiconducteur dont il est constitué, par la relation suivante :

$$h_{fe}^{-1} = \underbrace{\frac{SA_cW}{D_pA}}_{\substack{\text{terme de}\\ \text{surface}}} + \underbrace{\frac{\sigma_b W}{\sigma_e L_e}}_{\substack{\text{efficacité}\\ \text{émetteur}}} + \underbrace{\frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2}_{\substack{\text{terme de}\\ \text{volume}}}.$$

Les variations des deux premiers termes (effet de surface et efficacité de l'émetteur) ne sont sensibles qu'en début d'irradiation et, en fait, les variations pendant une irradiation importante sont imputables au seul terme de volume, ce qui permet d'écrire :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} h_{fe}^{-1} = W^2\ \text{const.}\ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\varphi.$$

Cette loi est bien confirmée par les expériences,

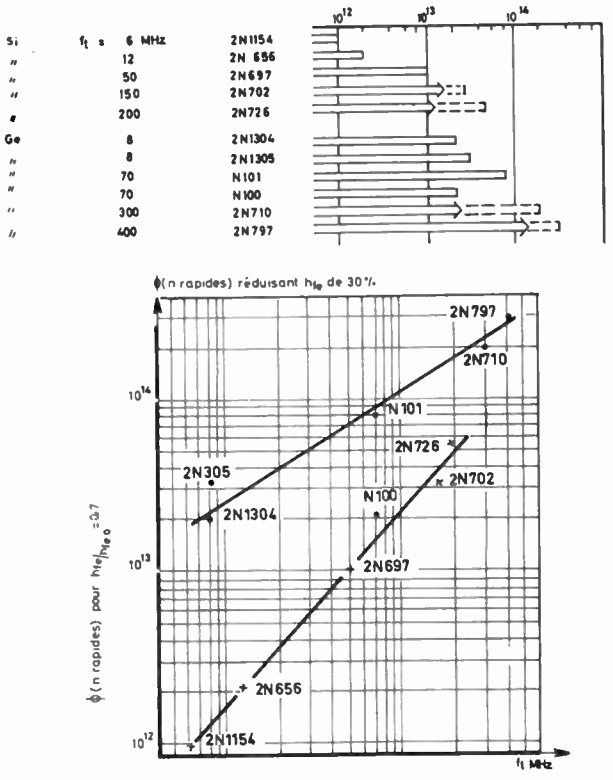


FIG. 8.

h_{fe} est proportionnel à ϕ et aussi à W^2 (carré de la largeur de base). Les dégradations sont d'autant moins importantes que W est plus faible, c'est-à-dire que l'on a affaire à une structure haute fréquence.

La figure 8 donne quelques résultats relatifs à la dégradation de divers transistors, résultats en bon accord qualitatif avec les prévisions théoriques.

Nous devons cependant noter que pour des structures hautes fréquences fonctionnant sous flux, les phénomènes d'ionisation sont prépondérants (les transistors haute fréquence des décodeurs de TELSTAR, soumis à une dose de l'ordre de six cents rads par heure sont à l'origine des pannes du système de commande), ils se traduisent également par une diminution du gain. Ces phénomènes d'ionisation (effets de surface en particulier) sont actuellement l'objet de recherches intensives.

5. Conclusion

Les flux rencontrés dans l'espace conduisent, pour les satellites, à des doses totales de l'ordre de celles requises pour observer nettement des dégradations permanentes dans les dispositifs embarqués construits à partir de matériaux à semiconducteurs ; les effets dus à l'ionisation étant particulièrement importants.

Il a donc été nécessaire d'engager de nombreuses études pour connaître ces phénomènes de dégradation et y trouver des remèdes, soit en développant des structures particulièrement résistantes, soit en imaginant des conditions de fonctionnement peu sensibles aux dégradations observées ou diminuant même ces dernières.

BIBLIOGRAPHIE

Proc. of the Int. School of Phys. Enrico FERMI, Course XVIII, 1960.

I.E.E.E. Trans Nucl. Sci., vol. NS/10, N° 1, 1963.

Reports on Progress in Physics, vol. XVIII, 1955.

I.R.E. Trans Nucl. Sci., vol. NS/9, N° 1, 1962.

CORRESPONDANCE

EXPÉRIENCE FRANÇAISE DE REPÉRAGE D'UN SATELLITE AU MOYEN D'UN LASER

Communiqué du Centre National d'Etudes Spatiales
129, rue de l'Université, Paris

Le Service d'Aéronomie du CNRS a réussi, pour la première fois en dehors des Etats-Unis, à recevoir au sol un écho laser réfléchi par un satellite, le satellite américain S-66, ou EXPLORER XXII, le 24 janvier 1965 à 17 h 50 TU. L'expérience a eu lieu à l'Observatoire de Haute Provence.

Le satellite dans sa révolution 1462 culminait à une hauteur apparente de 50° à 17 h 48 TU dans l'Ouest de l'Observatoire.

Bien que la phase du satellite ait été très défavorable puisque sa magnitude lumineuse était estimée de l'ordre de 10, le satellite a été aperçu après culmination avec quelques secondes de retard sur les prévisions établies par le CNES. Sur 16 tirs effectués, deux ou trois au plus peuvent avoir atteint le satellite. Il semble certain que l'un des coups, non seulement a permis de l'atteindre, mais en plus a permis d'obtenir un écho enregistré.

Ce coup au but obtenu à 17.50.09 h TU a permis de mesurer la distance du laser au satellite avec une précision de 5.10^{-6}, c'est-à-dire comme le satellite se trouvait à 1571,994 km, avec une précision absolue de 8 mètres.

L'erreur provient, pour plus de la moitié, de l'imprécision sur la célérité de la lumière et correspond à une erreur systématique. La précision sur l'instant du tir est d'une nanoseconde.

Le but de l'expérience était de s'assurer que l'ordre de grandeur de tous les paramètres des différents appareils utilisés dans l'expérience était suffisant pour qu'un écho puisse être obtenu.

Le satellite S-66, ou EXPLORER XXII, a été lancé le 9 octobre 1964 et placé sur une orbite quasi-circulaire très inclinée sur l'équateur (80 degrés).

Une première tentative pour obtenir des échos avait eu lieu au mois de novembre 1964 avec les mêmes appareils mais le mauvais temps avait empêché sa réussite. En effet, la phase relative du satellite par rapport à l'Observatoire n'est favorable que quelques jours tous les deux mois. Il est nécessaire que le ciel soit sans nuages pendant les quelques moments critiques de visibilité.

Le satellite S-66 est muni d'une série de réflecteurs de quartz (360 prismes) qui constitue une sorte de cercle d'environ 50 cm et réfléchit ainsi tout rayon lumineux provenant du sol vers le sol avec un angle entre le rayon réfléchi et le rayon incident de 10^{-4} radians. La difficulté de l'expérience consiste à trouver dans le ciel cette cible de 50 cm de diamètre se déplaçant à une distance de 1 500 km avec une vitesse de l'ordre de 7 km/s, d'envoyer un faisceau lumineux suffisamment intense pour, après un aller et retour, être encore détecté au sol et défini d'une façon suffisamment brutale pour que le temps qui s'écoule entre le moment départ et le moment arrivée soit mesuré avec une précision supérieure à 10^{-6}.

L'ensemble du matériel employé pour l'expérience est de fabrication française.

Le programme, financé par un contrat du CNES, a été mis en œuvre par le Service d'Aéronomie du CNRS, les expériences ont été effectuées par R. BIVAS sous la direction des Professeurs BLAMONT et MOREL.

La même expérience avait été réussie aux Etats-Unis quelques jours après le lancement du satellite en octobre 1964.

C'est un laser CSF du type LT 107 B qui a été employé par le Centre d'Aéronomie du CNRS pour repérer le satellite américain EXPLORER XXII à l'Observatoire de Haute-Provence dans des conditions expérimentales précisées par le Communiqué ci-dessus du CNES.

Le laser CSF qui utilise un rubis fonctionnant sur la longueur d'onde de 6 943 angströms est du type déclenché. Ses caractéristiques générales sont les suivantes :

— énergie émise par impulsion : 0,5 joule pour 1 coup/seconde et 1 joule pour 1 coup/2 secondes.

— durée de l'impulsion : 30 nanosecondes

— ouverture du faisceau : 3 milliradians

— puissance crête : 20 à 50 mégawatts

— excitation optique par flash au xénon

— refroidissement par air forcé à — 30 °C

— déclenchement par cellule de Kerr (ce déclenchement peut également se faire par verre non-linéaire).

Le laser CSF était monté rigidement sur le télescope de telle façon que les deux axes optiques soient rigoureusement parallèles.

Le télescope et sa tourelle mis sur un dispositif de poursuite hydraulique ont été fabriqués et prêtés par la Direction des Etudes et Fabrications d'Armement (D.E.F.A.).

La Compagnie Générale d'Electricité avait fourni le récepteur ainsi que le dispositif de traitement de l'information permettant de déterminer la distance à laquelle se trouvait le satellite et d'en donner l'affichage numérique et l'impression simultanée.

On connaît le principe de l'expérience, il s'agit de mesurer le temps qui s'écoule entre l'envoi de l'onde lumineuse du laser et le retour de l'écho réfléchi par le satellite.

Dans la pratique, il a fallu vaincre de nombreuses difficultés : ainsi le dispositif de réception de l'écho doit permettre de distinguer du bruit de fond produit par le milieu ambiant et par les circuits eux-mêmes, le très faible signal lumineux renvoyé par le satellite.

Le récepteur mis au point par le Centre de Recherches de la C.G.E. utilisait un photomultiplicateur très sensible associé à des filtres interférentiels, il a conduit à des performances voisines des caractéristiques optimales.

Le photomultiplicateur qui a détecté le faisceau réfléchi était du type 56 TVP de la Radiotechnique ; il est capable de

fournir un signal électrique de 2 ns de temps de montée. L'erreur introduite par ce tube était donc négligeable.

En ce qui concerne le système C.G.E. d'exploitation des données, il compte le nombre d'impulsions émises par une horloge stabilisée au quartz entre le top de départ et le top de retour, permettant ainsi l'affichage numérique direct de la distance à laquelle se trouve le satellite et l'impression de ce chiffre.

Ces équipements très fins de traitement de l'information étaient placés à proximité immédiate du laser déclenché, donc soumis à des perturbations électromagnétiques extrêmement violentes.

Les problèmes ainsi posés ont été résolus par le Centre de Recherches de la C.G.E. grâce à l'expérience de ses ingénieurs dans le domaine de l'électronique rapide et notamment dans le comptage à très haute cadence de répétition. Ce type de comptage avait contribué à la réalisation d'un télémètre à laser présenté en février 1963 au Congrès d'Electronique Quantique à Paris.

Les caractéristiques de l'équipement C.G.E. d'exploitation de données utilisé à St-Michel-de-Provence sont les suivantes :

— précision intrinsèque sur la mesure de distance : 1,50 m en toutes circonstances,

— cadence de répétition en fonctionnement entièrement automatique permettant d'imprimer jusqu'à cinq mesures par seconde.

COMPARAISON DU TEMPS A L'ÉCHELON MONDIAL GRACE A UNE ENTREPRISE PRIVÉE

Une expérience scientifique moderne, possible jusqu'à présent uniquement à l'échelon gouvernemental, vient d'être menée à bien par le groupe industriel américain HEWLETT-PACKARD.

De nouvelles horloges atomiques portatives ont été envoyées par avion dans les différents centres de chronométrie du monde libre pour mesurer, à un millionième de seconde près, la synchronisation du temps étalon. A la fin de l'expérience, les étalons de onze nations ont été comparés, dix-huit centres, répartis dans le monde entier, ont été visités, le transport étant assuré par les lignes commerciales régulières de huit compagnies aériennes.

Synchroniser des horloges qui se trouvent séparées par plusieurs centaines de kilomètres, avec la précision exigée par la science moderne est un exploit peu banal.

Les transmissions « hyperfréquences » par l'intermédiaire des satellites est une solution, mais il existe une autre méthode, celle de « l'horloge volante » qui permet de procéder à des vérifications et à des recoupements. Une ou plusieurs horloges à contrôle atomique, d'une précision absolue, sont envoyées par avion dans les différents centres où se trouvent des horloges à synchroniser, chacune pouvant alors être réglée sur le même étalon-heure. L'observation de l'une quelconque de ces horloges permet d'indiquer avec une grande précision le temps indiqué par toutes les autres.

Grâce à ces horloges, séparées par de longues distances mais parfaitement accordées, il est possible de synchroniser des événements survenant à des distances éloignées. Les trajectoires suivies par les satellites peuvent être calculées plus exactement. Le téléguidage des sondes d'exploration de l'espace interplanétaire qui dépend essentiellement d'un chronométrage de précision, peut être amélioré. Il est concevable qu'une amélioration de l'ordre de quelques millionièmes de seconde dans la détermination du temps terrestre puisse entraîner un succès au lieu d'un échec dans le téléguidage d'une sonde envoyée dans l'espace pour étudier les autres planètes. D'autre part, on peut atteindre une plus grande précision dans les mesures de variation de la vitesse de propagation des ondes radioélectriques autour de la terre et dans l'espace. Enfin, les nouveaux appareils électroniques de navigation, qui dépendent de la synchronisation de signaux, peuvent être rendus plus efficaces.

Depuis l'adoption internationale, l'année dernière, d'un standard de fréquence atomique pour remplacer les systèmes astronomiques, les appareils de mesure de temps atomiques ont évidemment suscité un nouvel intérêt. L'accord international spécifie que la seconde-étalon est déterminée par l'observation d'une caractéristique naturelle de l'atome du césium.

Un standard de fréquence contrôlé au césium constitue le mécanisme principal des horloges basées sur le comportement des atomes de césium. Ces instruments varient en taille, en poids et en consommation ; certains, composés de tubes très longs, occupent des volumes importants. Le plus petit et le plus léger des standards de fréquence est une horloge contrôlée au césium, fabriquée par la Division « Fréquence et Temps » de HEWLETT PACKARD et qui a été utilisée pour l'expérience décrite.

La taille, le poids et la consommation des premières horloges atomiques au césium étaient tels qu'un avion intercontinental moderne suffisait à peine à transporter de tels appareils. Seuls les gouvernements pouvaient entreprendre de telles expériences. Hewlett Packard, utilisant les nouvelles horloges de taille restreinte, ayant un standard de fréquence de 30 kg environ, peut reprendre l'expérience à son compte. Deux appareils entièrement autonomes ont été ainsi transportés par les lignes commerciales ordinaires.

Hewlett Packard a mené la première phase de cette expérience de concert avec la marine des Etats-Unis qui avait projeté de procéder à la synchronisation du temps des Etats-Unis avec celui du Japon, par l'intermédiaire du satellite Relay II de la NASA. Hewlett Packard, en relation avec le Bureau of Standards du Département du Commerce des Etats-Unis et l'Observatoire de la marine américaine, a expédié son horloge à travers le monde pour comparer les étalons de temps américains avec 18 autres centres chronométriques situés dans 11 nations dont le Japon, le Canada, la Suisse, l'Angleterre, la France, l'Allemagne de l'Ouest, le Danemark, la Suède, la Hollande et la Belgique.

Ces horloges étaient le 26 février du CNET à Bagneux et, le même jour, à l'Observatoire de Paris.

Nous rappelons à nos lecteurs que la rubrique « Correspondance » est la leur ; elle est réservée :

— aux courts articles de caractère technique,

— aux compléments ou précisions que nos lecteurs veulent bien nous fournir sur un article déjà paru dans la revue,

— aux auteurs qui désirent, *pour prendre date*, faire paraître rapidement le résumé d'un article que le rédacteur en chef peut être amené à conserver quelques mois dans ses dossiers avant son impression, par suite d'impératifs indépendants de sa volonté.

Tout texte retenu pour la rubrique « Correspondance » par le Comité de Rédaction, paraîtra dans *l'Onde Electrique* un mois ou deux mois au plus après sa réception.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron nº 107 du C.N.E.T. en 10^{-10} (-74.10^{-10})

Valeurs journalières moyennes
pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h T.U.

Février 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	NBA 24 kHz
1	—	—	—	—
2	—	—	—	—
3	—	—	—	—
4	—	—	—	—
5	−148,0	−146,7	—	−147,0
6	−148,0	−146,8	—	−147,0
7	−148,5	—	—	−147,5
8	−148,0	—	—	−147,8
9	−147,8	−146,8	—	−146,7
10	−147,5	—	—	−146,2
11	−147,6	−146,7	—	−145,9
12	−147,1	−146,2	—	−146,3
13	−145,6	−146,4	—	−146,5
14	—	—	—	—
15	−144,6	−146,6	—	—
16	−147,7	—	—	—
17	−148,3	−148,0	—	—
18	−147,7	−147,9	—	—
19	−147,1	−147,3	—	—
20	−148,0	—	—	—
21	—	—	—	—
22	—	—	—	—
23	—	—	—	—
24	−148,4	—	—	—
25	−146,4	—	—	—
26	−146,8	—	—	—
27	−147,2	—	−147,5	—
28	−148,1	—	−146,5	—

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *l'Onde Electrique*, janvier 1965, p. 139.

PLAN GÉNÉRAL DE DÉVELOPPEMENT DU RÉSEAU INTERNATIONAL 1963-1968 (C.C.I.T.T.)

L'Union Internationale des Télécommunications vient de publier le Plan général de développement du réseau international (1963-1968), rédigé par le C.C.I.T.T. à la suite de la réunion de Rome, décembre 1963, de la Commission mixte C.C.I.T.T.-C.C.I.R. pour le développement des réseaux de télécommunication.

Il comprend, en particulier :

— les tableaux de prévision des trafics internationaux téléphonique, télégraphique (service général) et télex,

— les cartes des artères internationales existantes et prévues,

— les prévisions en circuits du type téléphonique établis d'après les derniers renseignements recueillis à la réunion de Rome.

Ce livre a été imprimé au format (300×420 mm) en édition trilingue (français, anglais, espagnol). Le prix de vente d'un exemplaire de 165 pages a été fixé à 79 francs suisses, emballage et port compris.

La commande est à adresser à la Section des ventes de l'Union internationale des télécommunications, Place des Nations, 1200 Genève, Suisse.

LE RÉCEPTEUR SECAM ET LE SERVOCHROM

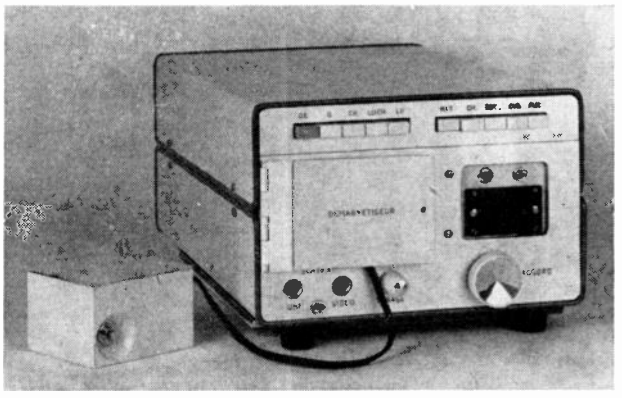
Les études de développement industriel entreprises à la CFT — Compagnie Française de Télévision — en liaison avec le groupe de travail SECAM créé par la Fédération Nationale des Industries Electroniques en vue de la commercialisation des récepteurs SECAM, ont abouti à d'importants progrès technologiques *qui ne peuvent être obtenus dans les autres systèmes* et font du récepteur SECAM le téléviseur couleur *le plus simple* et *le moins cher*.

Grâce à l'insensibilité au gain différentiel, propre aux signaux SECAM, des fonctions d'amplification, naguère distinctes, ont pu être assurées par un circuit unique plus simple. Parallèlement, les nouvelles lignes à retard économiques en acier doux ordinaire des Laboratoires CSF montrent — dès la fabrication de pré-série — une si parfaite identité de leurs caractéristiques

qu'il a été possible de remplacer des étages d'adaptation et d'amplification par de simples circuits passifs.

Sans aucune atteinte aux exceptionnelles qualités de l'image couleur SECAM, la nouvelle conception conduit à une augmentation globale de la fiabilité et à une diminution des prix de fabrication grâce à la suppression d'ajustements devenus inutiles pour le SECAM et à une réduction sensible du nombre des composants. A titre d'exemple, la quantité de tubes utilisés dans les circuits en cause est, par rapport à celle d'un récepteur NTSC, réduite de moitié : 5 tubes au lieu de 10.

Ainsi, tout en ne faisant appel qu'à des techniques connues et reproductibles sans aucun aléa, les constructeurs sont désormais à même de réaliser des récepteurs à la fois excellents, plus simples et moins coûteux qui permettront — au moment opportun — un démarrage rapide et généralisé de la télévision en couleurs.



Le Servochrom

Notons que le « Servochrom », appareil de faible encombrement est maintenant lancé en production. Il suffit à l'installateur de téléviseurs SECAM pour effectuer les vérifications et quelques ajustements avant la mise en service.

Il est entièrement autonome, ne nécessite aucun autre appareil auxiliaire tel que générateur de synchronisation, oscilloscope cathodique, etc. Les mesures se font par observation directe sur l'écran du téléviseur.

CARACTÉRISTIQUES DU SERVOCHROM

Standard 625 lignes, 25 images/seconde
Entièrement transistorisé
Signal de sortie Canal 1
ou bandes IV et V
ou 55 MHz
ou FI (à préciser à la commande).

Alimentation

Par secteur monophasé 110 V, 220 V, 50 Hz.
Puissance consommée : en dégaussage 20 W
en réglage 6,5 W

Fonctions

1. Dégaussage
2. Réglages par signal HF : prise coaxiale « PERENA ».

Sélection du signal de sortie

a) Réglage de la pureté : plage uniforme rouge
b) Réglage des convergences : mire de carreaux
c) Réglage des teintes de fond : échelle de gris
d) Réglage des bandes passantes : wobbulateur incorporé synchronisé à fréquence ligne avec marqueurs (fréquences video 3-5 MHz transposées en HF).
e) Contrôle des discriminateurs : quartz 4,4375 MHz transposé en HF
f) Contrôle de la désaccentuation HF : transitoire chromatique
g) Contrôle de la désaccentuation video : transitoire chromatique
h) Contrôle des matriçages : signaux calibrés

Dans le couvercle, détachable, se trouve un miroir simplifiant le réglage des convergences statiques et un tableau représentant l'aspect de l'écran du téléviseur lorsque chacun des réglages est correctement effectué.

UN NOUVEAU TUBE-IMAGE POUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Un nouveau tube pour récepteurs de télévision en couleur est étudié et mis au point en commun par la COMPAGNIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION (C.F.T.), filiale de la CSF et de St-Gobain et la Società Elettronica Italiana, filiale de Raytheon Man. Cy.

Grâce à l'emploi de techniques mises au point dans les laboratoires de la CFT, le nouveau tube fournit une image plus brillante et de meilleure qualité que celles obtenues jusqu'à ce jour. Utilisable dans les trois systèmes, il permettra de mettre à la disposition du public des récepteurs dont les prix assureront le succès de la télévision en couleur dans les prochaines années.

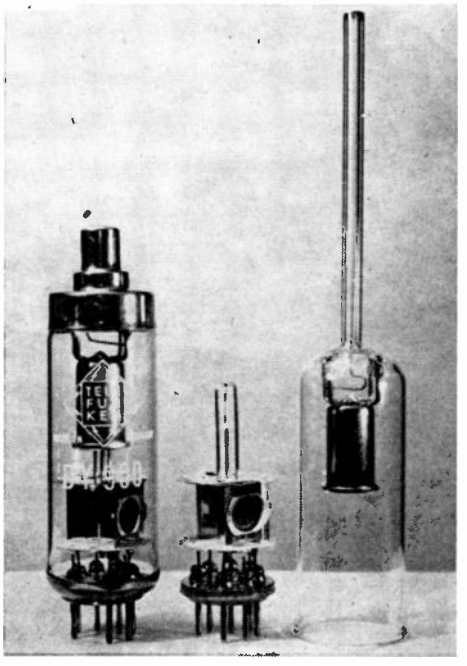
L'accord qui vient d'être signé marque une nouvelle étape dans les relations, déjà étroites, qui unissent les deux groupes actionnaires de CFT à l'Italie. Il ouvre de plus, de larges perspectives de collaboration dans le cadre du marché commun, au moment où l'Europe est sur le point de choisir un système de télévision en couleur, et cherche à éviter les achats extérieurs.

NOUVEAUX TUBES TELEFUNKEN POUR TÉLÉVISEUR

Le nouveau tube d'image de 11 pouces A 28-13 W dont l'écran a une diagonale de 28 cm, est un tube à haut rendement destiné aux téléviseurs portatifs équipés de lampes ou transistors La plaque frontale est de forme rectangulaire et l'écran ne présente qu'une légère courbure. La transparence du verre est d'environ 65 %. Afin de réduire au minimum les moyens techniques nécessaires au rendement de la déviation, on a fixé à 90° l'angle de déviation et à 20 mm seulement le diamètre du collet. Le tube a été doté, de plus, d'une cathode à faible consommation (0,75 W seulement) permettant le fonctionnement sur batterie.

Comme pour le type A 59 - 12 W 2, une glace de protection supplémentaire n'est pas nécessaire.

Pour la construction des téléviseurs petits et moyens, Telefunken vient de développer un tube redresseur haute tension DY 900, aux dimensions plus réduites que le DY 86 et d'un culot miniature Pico 7. Avec sa tension de chauffage de 1,4 V et un courant de 0,15 A seulement, la puissance de chauffage du type DY 900 ne s'élève qu'au quart de celle du type précé-



Tube redresseur haute tension pour téléviseurs petits ou moyens équipés de lampes ou transistors.

dent. Pour les appareils équipés de lampes ou de transistors, on disposera donc, à l'avenir, d'un tube redresseur aux dimensions extérieures et à la consommation réduites dont la haute tension redressée des impulsions de lignes de retour s'élève à 16 kV.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à Telefunken, France, 37, rue de la Chine, Paris XX^{e}.

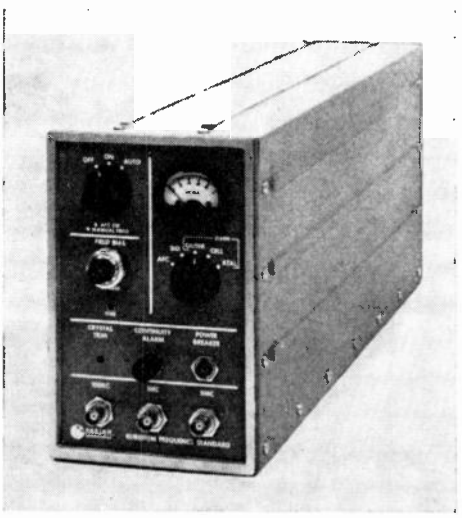
ÉTALON DE FRÉQUENCE ATOMIQUE, PORTATIF, MINIATURISÉ

L'Etalon de fréquence atomique intégral, le plus petit du monde, est fabriqué couramment par VARIAN ASSOCIATES. Il ne mesure que $20 \times 13 \times 50$ cm et offre une stabilité à long terme de 5×10^{-11} par an.

Ne pesant que 10 kg, l'étalon de fréquence à rubidium VARIAN permet, pour la première fois, d'appliquer la stabilité de fréquence atomique aux systèmes de navigation aéroportés, dans les laboratoires d'espace et les systèmes de poursuite des satellites.

L'étalon de fréquence atomique à vapeur de rubidium, modèle R-20, comporte un servo-système de contrôle dont l'oscillateur à quartz est bloqué à la fréquence de transition de l'énergie de l'électron extérieur de rubidium ; cette fréquence atomique invariable fournit la stabilité à long terme.

Le modèle R-20 peut donner une référence de temps très précise pour les systèmes de navigation comme Loran-C et Omega. Dans les systèmes « anti-collision aéronautique »



l'étalon VARIAN peut servir pour la transmission et la réception de signaux de temps très précis, entre deux ou plusieurs avions, et indiquer la distance, l'approche ou l'éloignement relatif.

Permettant une navigation plus précise, il augmentera la sécurité du trafic aérien pour les avions à réaction actuels et les avions supersoniques futurs.

Le dernier modèle de la série qui a précédé le R-20, le V 4700B, a pu établir un temps moyen (MTBF) de 23 800 heures d'utilisation, soit plus de deux ans et demi, vérification faite par une Société indépendante d'ingénieurs-conseils.

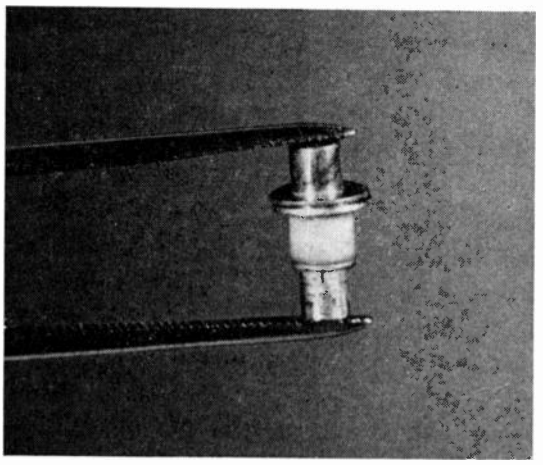
Les deux étalons ont fourni une stabilité à long terme de 5×10^{-11} et une stabilité à court terme de 1×10^{-11}. La précision est de $\pm$ 1.10^{-10}. Les fréquences de sortie sont de 100 kHz, 1 et 5 MHz.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à VARIAN, 48, boulevard de Batignolles, Paris XVII^{e}.

NOUVELLES DIODES VARACTOR A L'ARSÉNIURE DE GALLIUM

Deux nouveaux types de diodes varactor à l'arséniure de gallium, destinés aux générateurs d'harmoniques et aux amplificateurs paramétriques hyperfréquences, sont fabriqués par SYLVANIA.

La diode D 5047 (voir figure) du type MESA à jonction diffusée a été étudiée pour résister aux conditions extrêmes d'ambiance ; elle est du type « Bonded contact », réalisée sous boîtier céramique miniature étanche, soudé hermétiquement. Une telle diode peut être amenée à la température de l'hélium liquide, lorsqu'il s'agit d'applications à très bas niveau de bruit.



La fréquence de coupure, à 6 volts, s'étend de 150 GHz, pour le type D5047, à 300 GHz pour le type D5047 C. La dissipation maximale est de 300 mW. Ces diodes ont montré leurs excellentes performances dans des générateurs d'harmoniques jusqu'à 35 GHz. A cette fréquence, on a obtenu des rendements de l'ordre de 30 %, pour une puissance de sortie de 80 mW.

D'autres modèles avec contact à pointe ont été conçu pour travailler de 10 GHz à 50 GHz dans des multiplicateurs d'harmoniques et des amplificateurs paramétriques.

Le fonctionnement à ces hautes fréquences a été rendu possible par une très faible capacité propre du boîtier (0,09 pF) et des fréquences de coupure atteignant 200 GHz (D 4957 B). Les faibles capacités de jonction permettent de réduire la puissance de pompage, donnant ainsi la possibilité de faire appel à des générateurs à semiconducteurs. Les diodes de la série D 4957 peuvent aussi fonctionner à la température de l'azote liquide. La puissance nominale de dissipation est de 100 mW.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à Sylvania International, 21 rue du Rhône, Genève.

PETITE SOUFFLANTE A MOTEUR POUR L'ÉLECTRONIQUE

Un moteur miniature, mis au point par la firme britannique PLANNAIR Ltd, Kingston Road, Leartherhead, Surrey, permet de refroidir les tout petits organes électroniques, par exemple ceux employés dans les mécanismes de satellites et d'engins guidés.

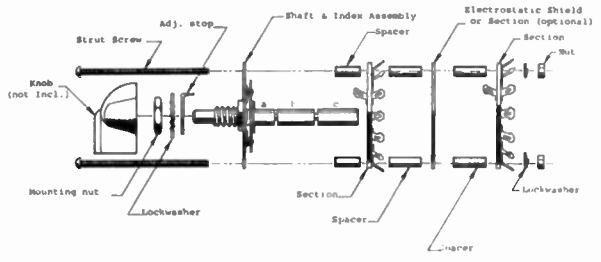
Le groupe pèse 71 g et mesure 47 mm de longueur sur 35,6 mm de diamètre ; il peut débiter jusqu'à 140 litres d'air par minute.

La soufflante axiale peut fonctionner à une température ambiante de moins 40 °C à plus 85 °C. Le moteur, du type à cage d'écureuil, est complètement blindé ; il peut tourner pendant 2 000 heures sans avoir besoin de révision. La soufflante et son carter sont en plastique moulé par injection ; les orifices d'entrée et de sortie sont en acier inoxydable.

COMMUTATEURS ROTATIFS SUR MESURE

Assemblés dans une usine hollandaise, les commutateurs rotatifs « MODULINE », sont d'une conception nouvelle ; ils seront fabriqués prochainement par « N.V. Messa Electronics Co », à Emmen, Hollande, filiale de la OAK ELECTRONETICS CORP, en Illinois, Etats-Unis, qui a mis au point ces commutateurs.

Grâce à la fabrication modulaire et des composants préfabriqués de précision, la Messa peut rapidement assembler les commutateurs conformément aux indications portées sur un



MODULINE SWITCH

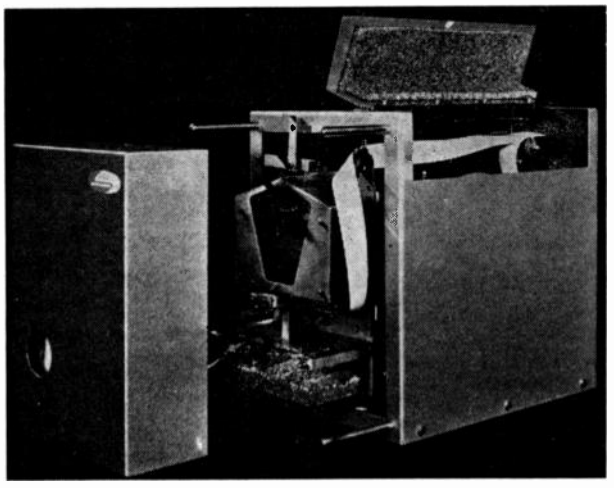
bon de commande spécialement conçu. Ajoutons, pour terminer que le procédé MODULINE fournit plus d'un million de variantes.

Messa Electronics est représenté en France par Europélec, Les Clayes-sous-Bois (S.-et-O.).

POINÇONNEUSE DE BANDES A GRANDE VITESSE DE LA G.E.C. (Electronics) Ltd.

Des vitesses de poinçonnement atteignant 110 caractères à la seconde peuvent être obtenues grâce à une nouvelle poinçonneuse de bandes à grande vitesse, lancée par G.E.C. (Electronics) Ltd., East Lane, Wembley, Middlesex, Angleterre. Cette machine est destinée à être employée dans les liaisons de transmissions de données, les calculateurs, de nombreuses machines de bureau et équipements industriels de contrôle. Elle a des caractéristiques qui lui confèrent une grande souplesse d'emploi.

La poinçonneuse de bande « 110 » G.E.C. Electronics, a été conçue et mise au point par le Service des Transmissions et de la Collecte de l'Information. Elle utilise la tête « Teletype »

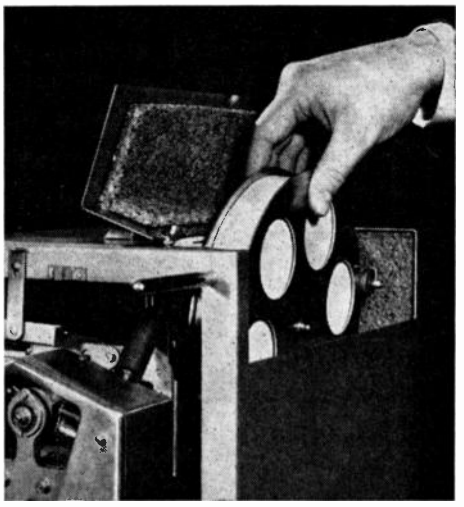


pour le poinçonnement de bandes de 17,5, 22,2 et 25,4 mm en caractères codés à 5, 6, 7 ou 8 niveaux. Elle peut être aisément transformée pour fonctionner à des vitesses de 60, 75, 100 et 110 caractères à la seconde. Sa conception a été fondée sur la facilité de chargement et les normes de sécurité précisées par l'« Office, Shops and Railways Act » britannique de 1963. En conformité avec la réglementation nouvelle, le poinçon est entièrement enfermé sous un capot de dimensions réduites, offrant une bonne atténuation du bruit et assurant une entière protection contre les contacts accidentels pendant le fonctionnement. Un panneau du capot principal monté sur charnière permet une bonne accessibilité à la bobine-magasin de bande. La position du commutateur « fin de bande » a été soigneusement étudiée pour le rechargement du magasin sans ouvrir le capot principal. Une fenêtre de visite est prévue dans le capot de la tête poinçonneuse pour permettre la vérification du fonctionnement.

L'entraînement est fourni par un moteur synchrone à deux tensions d'alimentation. Un moteur d'entraînement séparé réduit la fatigue de la bande, en cours de fonctionnement.

Les caractéristiques standard comportent un mécanisme de freinage autoréglable pour le départ et l'arrêt rapides de la bobine dévideuse, un signal automatique de rupture ou de presqu'épuisement de la bande, un levier manuel d'épuisement, enfin, une lame de forme destinée à l'enlèvement rapide de la bande. Le montage sur taquets en caoutchouc amortit les vibrations. La tête de poinçonnement « Teletype », possède des poinçons en acier à haute teneur de carbone qui permettent d'obtenir une perforation nette de la bande et une durée maximale des poinçons.

Les dimensions, y compris le capot d'insonorisation sont : $355 \times 240 \times 410$ mm.



POUDRE DE TANTALE POUR CONDENSATEURS

L'accroissement du niveau de pureté de la poudre de tantale, obtenu grâce à l'intervention de la fusion par bombardement électronique, se traduit par des caractéristiques électriques en nette amélioration, particulièrement en ce qui concerne le courant de fuite :

— la nouvelle poudre atteint des capacités allant de 350 μFV/g avec courant de fuite 16×10^{-5} μA/μF, à 2850 μFV/g avec 14×10^{-5} μA/μF ;

— une poudre spéciale « haute capacité » atteint environ 4 000 μFV/g avec un courant de fuite de 10×10^{-5} μA/μF.

HOBOKEN fut la première société à mettre au point une poudre pour condensateurs en partant d'un métal purifié par bombardement électronique.

Fansteel-Hoboken est parvenu à lancer industriellement le nouveau produit grâce à la mise en marche, dans sa nouvelle usine à Hoboken, Belgique, d'installations de très grande capacité, comportant notamment un four de fusion par bombardement électronique de 265 kW (le plus puissant d'Europe) ; sa capacité permet de travailler par lot de 300 kg, ce qui confère au produit une très bonne homogénéité ; plusieurs fours de fragilisation à cycle rapide opérent dans des conditions de parfaite asepsie ; enfin un équipement spécial de sélection assure la reproductibilité des caractéristiques de la poudre d'un lot à l'autre.

La vente s'effectue par l'intermédiaire de la Société Générale des Minerais à Bruxelles et de ses réseaux de vente étrangers.

COMMUNIQUÉS

DISTINCTION

Pour leurs communications au Congrès d'Automatisme de Varsovie, MM. J. RICHALET et P. VIDAL se sont vu attribuer le prix de l'Académie Polonaise des Sciences. Le bureau de la SFER leur adresse ses félicitations.

Jacques RICHALET, ingénieur civil de l'Aéronautique, Master of Sciences, Ingénieur de Recherches au C.E.R.A., s'est tout spécialement intéressé à un calcul opérationnel nouveau applicable aux ensembles finis, comportant un nombre premier ou non d'éléments ; il s'en déduit une représentation de transfert des systèmes finis quantifiés, valable dans le cas de la logique booléenne séquentielle ou dans le cas de systèmes échantillonnés quantifiés modulo k. Des applications pratiques de ce calcul aux problèmes du traitement de l'information (codage) et de l'automatisme numérique (moteur pas à pas) sont à envisager.

Précisons que le travail de M. J. RICHALET a été publié dans *l'Onde Electrique* d'octobre 1963 et octobre 1964 et qu'une conférence générale sur le sujet a été faite à la SFER le 24 février 1965. Le texte en a été publié par le Centre d'Etudes et de Recherches en Automatisme, 32 boulevard Victor, Paris XV^{e} où nos lecteurs pourront s'en procurer un tiré à part en se recommandant de notre Société.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

SYMPOSIUM MICROWAVE APPLICATIONS OF SEMICONDUCTORS

Londres 30 juin - 2 juillet 1965

Le Symposium « Microwave applications of semiconductors » aura lieu à l'University College de Londres du 30 juin au 2 juillet 1965 sous le patronage conjoint de l'I.E.R.E. et de l'I.E.E. Cette conférence offre un intérêt international et chacun est invité à y apporter sa contribution.

Les sujets exposés au cours de ces trois journées sont groupés sur six sections :

— Propriétés des dispositifs à semiconducteurs en ondes courtes (y compris caractéristiques et mesures).

— Générateurs

— Circuits à diodes P.I.N.

— Circuits à diodes tunnel

— Dispositifs à faible bruit

— Systèmes.

Pour toute information complémentaire, écrire : the Secretary of the Joint Organizing Committee Symposium on « Microwave Applications of Semiconductors », I.E.R.E., 8-9 Bedford Square, London, W.C.1.

CONFÉRENCE SUR L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE

Bombay (Inde)
22-26 novembre 1965

L'Agence internationale de l'énergie atomique, Vienne 1, Kaertnerring 11, Autriche), annonce qu'une conférence internationale se tiendra à Bombay du 22 au 26 novembre 1965 sur le thème :

L'instrumentation électronique pour le contrôle et la sécurité des réacteurs nucléaires.

Les questions qui y seront étudiées sont, en gros, les suivantes :

I — *Mesure de puissance et de flux neutronique*

II — *Mesures thermodynamiques*

III — *Mesures effectuées sur le fluide de refroidissement, autres que thermodynamiques* (activité fuites, pureté, etc.).

IV — *Détection des ruptures de gaine* (méthodes, détecteurs, circuits associés, etc.).

V — *Pilotage des réacteurs*

VI — *Etude générale de la sécurité d'un réacteur.*

VII — *Servomécanismes et électronique associée.*

VIII — *Traitement des informations, optimation* (en particulier automatisation des mesures et ensembles de mesure programmés utilisant des calculateurs).

IX — *Divers.*

Les résumés de mémoire devront avoir entre 250 et 350 mots et devront parvenir à l'Agence avant le 15 mai 1965. Les mémoires eux-mêmes être envoyés à l'Agence avant le 15 août 1965, cette date étant reportée au 15 septembre 1965 pour les auteurs qui préfèrent fournir eux-mêmes les 250 exemplaires nécessaires à la distribution aux congressistes.

Les fiches individuelles des participants et les demandes de présentation de mémoires, ainsi que six exemplaires de chaque résumé, doivent être envoyés à l'organisme officiel approprié (Commission nationale de l'énergie atomique ou Ministère des affaires étrangères) qui les transmettra au Directeur général de l'Agence internationale de l'énergie atomique.

La correspondance de caractère scientifique, y compris le texte complet des mémoires, doit être adressée directement aux *secrétaires scientifiques* de la réunion ; la correspondance ayant trait à des questions administratives doit être adressée directement au *secrétaire administratif* de la réunion, voir adresse au début du communiqué.

PROGRAMME DES ACTIVITÉS DU GROUPE DE TRAVAIL « AVIONICS » DE L'AGARD (OTAN) POUR 1965

Le Groupe de Travail « Avionics » du Groupe Consultatif pour la Recherche et les Réalisations Aéronautiques de l'OTAN (AGARD) vient de faire connaître la partie non classifiée de son programme d'activités pour 1965, établi en vue de contribuer à la réalisation de ses objectifs qui portent sur un accroissement des possibilités des pays de l'OTAN dans le domaine de l'électronique aérospatiale.

Le programme élaboré par le Groupe « Avionics » débutera par une série de conférences s'étendant sur deux jours. Elles seront présentées en anglais par un groupe d'experts hautement spécialisés du Laboratoire des Instruments du M.I.T. dirigé par le Dr C.S. DRAPER, sous le titre : « Navigation spatiale, Guidage et contrôle ». Ces conférences s'appuieront sur les travaux du laboratoire du Dr DRAPER se rattachant au programme de lancement d'engins habités sur la Lune (Projet Apollo). Données à Francfort les 21 et 22 juin, les conférences seront répétées une seconde fois à Bruxelles les 24 et 25 juin. Les conférences terminées, quelques experts séjourneront brièvement à Paris et, par l'intermédiaire du Service des Plans et Programmes de l'AGARD se tiendront à la disposition de toute personne désirant faire appel à leurs services en tant que consultants.

Le second projet figurant au programme est un symposium sur « Les appareils et composants électroniques et optiques ». Dans la perspective de ce symposium, les appareils électroniques considérés sont ceux où l'entrée et la sortie des données se fait électroniquement, les photons étant employés pour les stades intermédiaires du couplage, du triage logique, de la mise en mémoire, de l'amplification, etc. Ne font pas partie de ce programme les emplois du type classique des appareils conventionnels tels que cellules photo-électriques, lasers et photo-diodes. Il s'agit ici d'un domaine nouveau, de plus en plus important, qui confère un intérêt particulier à cette région qui se tiendra à Paris, à l'Ecole Polytechnique, du 6 au 9 septembre. Le Président du Comité du Programme sera M. D. COULMY, D.R.M.E., 7, rue de la Chaise, Paris-7^{e}, président de la 9^{e} section d'études de la S.F.E.R.

Au cours de la semaine suivante, un symposium traitant des « Instruments de vol — Traitement des informations recueillies à bord des avions » se tiendra également à Paris. Il aura pour objet d'attirer l'attention des pays de l'OTAN sur les possibilités des systèmes d'enregistrement et d'analyse des informations en cours de vol pour les usages aussi bien militaires que civils. Les dates retenues pour ce symposium sont celles des 13 au 17 septembre.

Après Paris, les activités du Groupe se dérouleront à Rome. Le Comité d'études ionosphériques y organise un symposium de quatre jours sur « Les facteurs de propagation dans les télécommunications spatiales » à partir du 21 septembre. Le programme comportera des exposés traitant des effets ionosphériques, de la propagation au travers de la gaine de plasma entourant les engins spatiaux rentrant dans l'atmosphère, des effets de l'absorption et de la réfraction troposphériques et des effets du bruit engendré dans l'atmosphère.

Les activités mentionnées ci-dessus ne sont affectées d'aucune classification de secret et il est souhaitable que le plus grand nombre de personnes qualifiées représentant les pays de l'OTAN y prennent part. L'interprétation simultanée français/anglais sera assurée pour les trois symposiums, les exposés pouvant être présentés dans l'une ou l'autre de ces deux langues officielles de l'OTAN. Les demandes d'invitations et de renseignements complémentaires ainsi que les offres d'exposés sont à adresser soit à M. COULMY, soit à l'Officier Exécutif du Groupe de Travail « Avionics », le Lt Colonel E.F. DUKES, AGARD 64, rue de Varenne, Paris 7e, France.

ASSOCIATION INTERNATIONALE DE CYBERNÉTIQUE

L'Association Internationale de Cybernétique a été fondée à Namur (Belgique) en 1957.

Aux termes mêmes de ses statuts, « l'Association a pour but d'assurer une liaison permanente et organisée entre les chercheurs qui, dans les divers pays, poursuivent des travaux relatifs aux différents secteurs se rattachant à la Cybernétique. Elle s'efforce de promouvoir le développement de cette science et de ses applications techniques, ainsi que la diffusion des résultats acquis dans ce domaine ».

L'Association est ouverte à toute institution, organisme, firme ou personne intéressée à ses travaux ; elle publie depuis 1958 une revue trimestrielle qui entre dans sa huitième année.

Elle a organisé quatre congrès internationaux de Cybernétique en 1956, 1958, 1961 et 1964 ainsi que divers colloques et conférences consacrés, notamment, aux implications économiques et sociales de l'automation, au traitement de l'information dans les domaines de la Médecine et du Droit, à la pédagogie Cybernétique, etc.

La cotisation annuelle est fixée à 200 francs belges pour les membres individuels et à 1 000 francs belges pour les institutions firmes et organismes.

Les actes du IIIe Congrès (tenu en septembre 1961) sortent actuellement de presse. Ils peuvent être acquis au prix de 1 300 francs belges (900 F pour les membres de l'Association).

Une souscription est actuellement ouverte pour les actes du IVe Congrès, au prix de 1 200 F (800 F pour les membres). Cette souscription sera close le 1er juillet 1965. A partir de cette date, ils ne pourront être fournis qu'au prix de 1 500 F belges (1 200 F pour les membres).

Toute demande de renseignements est à adresser à l'Association Internationale de Cybernétique, Palais des Expositions, Place André-Ryckmans, Namur (Belgique).

L'ACTIVITÉ DES SECTIONS TECHNIQUES DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRICIENS EN 1965

Le numéro 1 de janvier 1965 de la R.G.E. a donné (pages 3 et 4) un aperçu des séances plénières, des cycles de conférences scientifiques et du programme du Congrès du Touquet envisagés pour l'année 1965 (*).

(*) L'avant-programme détaillé de ce Congrès paraîtra dans l'Onde Electrique de mai 1965.

Nous donnons ci-après, extraits de la R.G.E., les projets des 8 sections techniques de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ELECTRICIENS.

La formule qui consiste à grouper un ensemble de conférences sur une même question dans un programme qui peut s'étendre sur une demi-journée ou une journée complète est appréciée par beaucoup de nos collègues ; elle leur permet d'éviter plusieurs déplacements successifs et de valoriser leur emploi du temps.

C'est pourquoi les Présidents des Sections se sont efforcés d'organiser des journées ou des demi-journées d'études, de préférence à des conférences isolées.

Cette tendance, qui est aussi celle de nos collègues radioélectriciens (S.F.E.R.), est apparente dans les programmes détaillés ci-après :

1re Section (le gros matériel électrique) : une demi-journée d'études est prévue en avril ; le point sera fait sur les derniers progrès des appareils statiques consommateurs ou générateurs d'énergie réactive, les bobines de réactance et les condensateurs de puissance. Informations sur l'utilisation, la construction et la protection de ces appareils ; perspectives d'avenir.

Au mois de juin, une demi-journée d'études en commun avec la 6e Section examinera le comportement en régime transitoire des réducteurs de mesure.

Après les vacances d'été, deux demi-journées seront consacrées, l'une aux grosses machines synchrones et asynchrones, l'autre à l'appareillage de coupure dans le vide et dans l'hexafluorure de soufre, ainsi qu'aux transformateurs à l'hexafluorure de soufre.

2e Section (Eclairage et chauffage électrique) : le 15 mars le Président de la 2e Section, M. Jean CAREN a parler des lampes à incandescence et de leur durée de vie, aspects théoriques et pratiques.

Le 31 mars, une demi-journée d'études avec la 8e Section a traité de l'alimentation des tubes fluorescents à haute fréquence (influence de la fréquence), des générateurs et gradateurs de lumière à thyristors, et des commandes par faisceaux lumineux.

Des réunions ultérieures traiteront des sujets suivants :

— L'Electroluminescence.

— L'Eclairage public, et les problèmes de distribution pour l'éclairage public (en commun avec la 4e Section).

Les réunions de la 2e Section sont organisées avec le concours de l'Association Française de l'Eclairage (A.F.E.).

3e Section (Electrochimie, Electrométallurgie, Electrothermie Une demi-journée a été prévue en mars sur les membranes électrolytiques et l'osmose.

En mai ou juin, une demi-journée sur la prévision des réactions électrochimiques.

4e Section (Réseaux de transport et de distribution). Sont prévues au programme de cette Section :

— Une conférence sur la construction des pylônes et les métaux employés (aluminium, acier allié, etc.).

— Une demi-journée sur la tenue des isolateurs sous pollution.

— Une conférence sur le rétablissement de la tension aux bornes des disjoncteurs.

— Une demi-journée sur les réseaux de câbles à 20 kV.

— En fin d'année, des exposés sur l'alimentation en énergie électrique des grandes agglomérations, réseaux à haute et moyenne tensions.

5e Section (Transmissions et techniques des télécommunications).

— en mars, a eu lieu une demi-journée d'étude sur la transistorisation des matériels de télécommunications.

— plus tard, une conférence sur les dispositifs de codage employés dans les satellites.

6e Section (Recherches, questions théoriques et d'enseignement, métrologie, mesures). Outre la demi-journée d'étude de juin avec la 1re Section :

— le vendredi 19 mars au L.C.I.E. à Fontenay-aux-Roses, a eu lieu une journée d'études sur les « Processus fondamentaux dans les isolants solides et liquides ».

— en mai, une conférence sur les isolants.

— fin mai ou début juin à Nancy, en liaison avec le Groupe de l'Est de la S.F.E., une demi-journée sur les tendances nouvelles des recherches en électrotechnique.

7e Section (Applications industriellles de l'Electricité).

— en avril, l'alimentation par redresseurs des machines d'extraction.

— en mai, le plan incliné de Ronquières pour le transfert des bateaux d'un bief à un autre.

— en juin, la fourniture de l'énergie de pointe par turboréacteurs.

— vers la fin de l'année : la traction électrique, les ascenseurs et leur automatisation.

8e Section Electronique et radiations appliquées).

— outre la demi-journée du 31 mars en commun avec la 2e Section :

— en mai, une demi-journée sur l'automatisme industriel en liaison avec la 10e Section de la S.F.E.R. et l'A.F.R.A.

— en juin, une demi-journée d'électronique médicale.

— vers la fin de l'année, une demi-journée sur l'automatisme de puissance.

Les réunions des Sections techniques de la S.F.E. se tiennent le plus souvent à l'amphithéâtre Paul JANET de l'Ecole Supérieure d'Electricité à Malakoff. Il arrive cependant qu'elles aient lieu ailleurs, et même hors Paris. Le lieu et l'heure de chaque réunion sont toujours précisés sur les convocations individuelles.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

L'ÉLECTRONIQUE FRANÇAISE VA AUTOMATISER LE MÉTRO DE MONTREAL

La CGA, COMPAGNIE GÉNÉRALE D'AUTOMATISME vient d'obtenir l'importante commande de l'automatisation du futur métro de Montréal, actuellement en construction, sous la haute direction du Métropolitain de Paris, agissant comme conseil technique.

Le métro de Montréal sera le premier dans le monde à comporter un ensemble électronique assurant, à partir d'un poste de commandement central, la commande, la surveillance et le contrôle des lignes prévues pour la grande cité canadienne.

Notons que la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'AUTOMATISME fait partie du groupe de la CITEC, Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Electroniques de Contrôle, récemment créée par la CGE et la CSF pour regrouper leurs activités dans le domaine du traitement de l'information et de l'automatisme électronique.

APPAREILS DE TÉLÉMESURE EMBARQUÉS POUR FUSÉES-SONDES

Le Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité vient de se voir confier par l'Organisation Européenne de Recherches Spatiales (ESRO) la réalisation des télémesures embarquées, destinées à une campagne de tir de 70 fusées-sondes. Chaque équipement de télémesure, du type FM/FM, comportera une quinzaine de voies.

NOUVEAUX ENSEMBLES ÉLECTRONIQUES POUR L'AVION SUPERSONIQUE BRITANNIQUE TSR-2

Deux nouveaux types de commandes électroniques pour avions ont été conçus et sont construits par M.E.L. Equipment Company Ltd., Manor Royal, Crawley, Angleterre. Ils trouvent leur utilisation dans l'avion supersonique d'attaque et de reconnaissance TSR-2 qui subit actuellement ses essais en vol à la British Aircraft Corporation pour le compte de la Royal Air Force.

Le premier appareil assure la séquence des opérations nécessaires au démarrage des moteurs. Le pilote n'a qu'à presser un bouton. Il est alors libre d'accorder toute son attention à d'autres tâches pour la réalisation du décollage rapide. Divers signaux émanant des moteurs, y compris l'indication précise de la vitesse de ceux-ci, sont dirigés vers l'appareil. Ce dernier exécute des fonctions logiques et les courants de sortie résultants agissent, au moment et dans l'ordre voulu, sur les commandes de démarrage. Pour la première fois dans un avion, ces diverses fonctions ont été combinées dans un ensemble unique.

Le second appareil est l'ensemble de contrôle des génératrices qui assure la protection et le maintien à la tension voulue de tout l'équipement électronique de l'avion. L'une de ses caractéristiques est l'utilisation de redresseurs contrôlés au silicium dans le circuit d'excitation de la génératrice. La réponse est si rapide que la tension est rétablie à sa valeur nominale, moins de 20 millisecondes après application de la charge totale. De plus, les surcharges et les défaillances des équipements de génération et de contrôle sont immédiatement détectées et la continuité de l'alimentation, automatiquement assurée.

EMPLOI DE CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES EN BIOLOGIE ET EN MÉDECINE

Sur l'invitation de l'Association Internationale de Cybernétique, le professeur A. MASTURZO a fait en octobre 1964 à Namur son rapport sur le thème « L'information en biologie et en médecine ».

L'illustre rhumatologue italien qui est président de la Société Internationale de médecine cybernétique a parlé de l'information comme point de départ pour la construction d'une logique scientifique en biologie et en médecine avec l'aide de calculateurs électroniques.

Les études du Professeur MASTURZO le conduisent à démontrer l'utilité des calculateurs dans les diagnostics et la thérapeutique des divers secteurs de la médecine et particulièrement dans les maladies rhumatismales. Il a ouvert la voie à de nombreuses recherches soit sur la solution du problème rapide et quasi mathématique des diagnostics précoces, soit pour la détermination tout aussi rapide et précise de la thérapeutique de chaque cas spécial examiné.

CARNET DES SOCIÉTÉS

SIGNATURE D'UN ACCORD INDUSTRIEL ENTRE LA CFT ET LE GOUVERNEMENT SOVIÉTIQUE SUR LE PROCÉDÉ SECAM

Le 27 mars 1965 a été signé à Paris un accord industriel entre la CFT, Compagnie Française de Télévision et le Gouvernement Soviétique pour la mise en œuvre des dispositions contenues dans l'accord général conclu précédemment entre le Gouvernement français et le Gouvernement de l'U.R.S.S. au sujet de l'adoption du procédé de télévision en couleurs SECAM.

L'accord qui a été signé par M. M. PONTE, président de la CFT et M. D.M. GVICHIANI, vice-président du Comité d'Etat pour la coordination des travaux de recherche scientifique de l'U.R.S.S.S., prévoit le commencement immédiat du travail de coopération sur le plan industriel.

Les récepteurs SECAM seront équipés du tube-image de technique française dont le développement conjoint par la CFT et la Société italienne SELIT a été annoncé en page 520.

COOPÉRATION FRANCO-BRITANNIQUE DANS L'ÉLECTRONIQUE

A son tour, l'électronique se place sous le signe de la coopération entre notre pays et son voisin d'Outre-Manche. Deux entreprises, MARCONI Company Ltd, et la Compagnie française THOMSON-HOUSTON, viennent de présenter à la presse, à Rivenhall (Grande-Bretagne) leur première réalisation commune.

Il s'agit d'un radar d'un type entièrement nouveau, destiné à la navigation aérienne. Il assure à la fois l'identification et la mesure automatique de l'altitude des avions, ceci quelles que soient les conditions atmosphériques et les perturbations radioélectriques.

Radar secondaire, il est destiné à compléter les installations déjà en service sur la plupart des aérodromes. Il permettra d'accélérer les procédures d'atterrissage et d'accroître encore la sécurité à l'approche des aéroports.

SGS - FAIRCHILD CONSTRUIT UNE USINE A RENNES

Pour satisfaire les besoins de sa clientèle française, principalement en transistors haute fréquence, de commutation très rapide et en circuits intégrés, SGS FAIRCHILD a décidé la construction d'une usine à Rennes.

Tout le monde de l'électronique connait SGS Fairchild, mais sait-on exactement comment s'est formée cette société ?

La Società Generale Semiconduttori, connue sous le nom de SGS, a commencé à se développer en 1957 dans la région milanaise, en fabriquant et en vendant des dispositifs à semiconducteurs au germanium. Quelques années plus tard, en 1960, Fairchild Semiconductors of America introduisit la nouvelle et remarquable technologie « Planar » qui a permis la production de transistors et de diodes ayant un plus grand degré de fiabilité et de plus hautes performances, elle a également ouvert la voie au développement des circuits intégrés. En 1962, les actionnaires de SGS, convaincus des avantages de la technologie Planar, ont invité Fairchild à prendre une participation dans SGS.

Conséquence de cette participation de Fairchild à SGS, cette dernière pouvait utiliser l'acquit de Fairchild et son potentiel de recherches pour les mettre à la disposition de la clientèle européenne.

Actuellement SGS Fairchild a des usines de production et des laboratoires d'applications en Italie et en Angleterre, une organisation de vente en Allemagne et en Suède et un réseau de distribution couvrant l'Europe, l'Afrique et le Moyen-Orient.

SGS Fairchild est une organisation européenne autonome, dont seulement un tiers du capital appartient à Fairchild. Semiconductors of America.

La Société projette de satisfaire au moins 80 % de ses ventes en France par l'usine de Rennes et ce, dans un délai de 18 mois. La production commencera avec les transistors à très haute fréquence et de commutation à grande vitesse et les circuits intégrés. Pour rendre l'usine autonome, elle aura un équipement complet comprenant même la diffusion. Plus tard on y fera des transistors Planar au silicium en boîtes plastiques qui offrent d'intéressantes possibilités.

La fabrication des composants au silicium exige des opérations très complexes et d'une extrême précision. Pour obtenir des produits de qualité et à bas prix, dans les délais les plus réduits, SGS Fairchild a envisagé un programme d'apprentissage accéléré de nos jeunes ouvrières à son usine de Milan pendant quatre mois, avant même l'achèvement de l'usine de Rennes, après quoi elles reviendront en Bretagne pour terminer leur apprentissage dans une aile de l'école de Bréquigny.

BIBLIOGRAPHIE

Dictionnaire de l'atome, par Paul MUSSET et Antonio LLORET. Préface de Louis LEPRINCE-RINGUET.

Cet ouvrage, de la collection Larousse « les Dictionnaires de l'homme du XX^e siècle », met à la portée du grand public, tout ce qui concerne l'atome, les précurseurs, les savants et les concepts, sans qu'il soit besoin de posséder des connaissances mathématiques ou physiques particulières.

Le lecteur en feuilletant ce dictionnaire, trouvera la définition claire et concise des mots essentiels de la terminologie des principales branches de l'énergie nucléaire et de ses applications et la description des principales découvertes récentes dans le domaine de l'atome. Il fera, en outre, connaissance avec les divers accélérateurs de particules, les différents types de réacteurs et centrales nucléaires, les nombreuses applications des radioéléments, ainsi qu'avec les différents instruments qui permettent de détecter, capter, photographier les phénomènes nucléaires et les interactions entre noyaux et nucléons.

Larousse, éditeur, Paris, 1964. Un volume 12,5 × 17,5, 304 pages, 207 illustrations et cartes en noir.

Dictionnaire Elsevier de la commande automatique, en quatre langues : anglais-américain, français, allemand et russe, par W.E. CLASON.

L'élaboration d'un dictionnaire de la commande automatique représentait une tâche nécessaire mais difficile, puisque l'auteur s'est trouvé placé devant le fait que les spécialistes ne s'entendent pas, ou s'entendent mal, sur l'emploi des termes et sont loin d'un accord unanime sur les définitions.

Ce nouveau dictionnaire multilingue a bénéficié — comme plusieurs volumes de la série Elsevier — de la haute compétence technique de W.E. CLASON et de sa grande expérience en matière de lexicographie. Là où des termes « acceptés » font encore défaut dans l'une des quatre langues représentées ici, l'auteur a essayé de fournir des formes « acceptables », grâce à une interprétation réfléchie des définitions établies. En travaillant à partir du concept, il s'est assuré que les 2596 mots rassemblés ont une signification précise, même si le résultat obtenu diffère dans de nombreux cas avec l'usage qui en est fait dans d'autres branches. Cependant la différence d'usage, parfois dans la même langue, justifie précisément la façon dont W.E. CLASON a traité le problème.

Ce dictionnaire constitue donc une documentation de référence dans un domaine toujours plus important de la technologie mécanique et contribuera peut-être à faire respecter et adopter les normes qui y sont définies, par la majorité des spécialistes de la commande automatique, qu'ils soient constructeurs, ingénieurs ou techniciens, et par les traducteurs.

Comme tous les volumes qui l'ont précédé dans la série des dictionnaires multilingues Elsevier, cet ouvrage comporte des tables alphabétiques et des renvois pour chacune des langues représentées.

Dunod, éditeur, Paris, 1963. Un volume de 848 pages, 16 × 25. Relié toile. Prix : 52 F.

Les techniques ultra-sonores, Générateurs d'ultra-sons. Applications pratiques, techniques et industrielles, par P. HEMARDINQUER.

Ce livre qui appartient à la collection « Précision sur » donne, dans les sept chapitres qui le composent, des renseignements généraux sur les générateurs ultra-sonores à magnéto et électrostriction, les applications des ultra-sons, le contrôle ultrasonore des matériaux, le sondage sous-marin et la détection des obstacles, décapage, nettoyage et lavage ultra-sonores, la soudure, l'étamage et le façonnage par ultra-sons, les applications des ultra-sons en métallurgie et en chimie. De nombreux schémas et tableaux illustrent ces différents chapitres.

Il s'agit d'un ouvrage de vulgarisation qui ne manque cependant pas d'intérêt puisqu'il passe successivement en revue les diverses applications des ultra-sons. Nous ne doutons pas qu'il soit lu avec beaucoup d'intérêt.

Editions Chiron, Paris, 1964. 1 volume 22 × 13,5, 261 pages, 131 figures et 13 tableaux. Broché : 30 F. Relié : 35 F.

Emploi des tubes électroniques et des transistors, par J. FAGOT, professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité. Préface du Pr. P. GRIVET.

Cet ouvrage développe un cours professé par l'auteur à partir de 1963 à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division radio-électricité et électronique).

Issu d'une longue tradition en ce qui concerne les tubes à vide, fruit d'un enseignement beaucoup plus récent pour ce qui est des transistors, ce cours reprend, sous une forme moderne, ces deux disciplines sous un aspect unifié.

De la sorte, un très grand nombre d'idées générales peuvent être dégagées, qui substituent à la notion particulière de tube à vide ou de transistor, celle de quadripôle actif.

Il n'en demeure pas moins que, conformément aux usages aussi bien qu'à la réalité physique, chaque élément doit être, à partir des notions générales, considéré suivant ses aspects propres.

Les subdivisions et le plan de l'ouvrage tiennent compte de ces idées directrices.

Le point de départ est l'examen des réseaux de caractéristiques, ce qui permet de définir, pour les « petits signaux », des schémas équivalents ou « modèles », mettant en jeu des éléments représentant les paramètres internes du tube ou du transistor. Le comportement des tubes et des transistors aux fréquences les plus élevées, conduit à des représentations particulièrement délicates qui sont exposées en détail.

Muni de ces données fondamentales, le lecteur peut aborder l'étude de tous les types d'étages amplificateurs selon la nature des signaux qui leur sont appliqués : Amplificateurs à Basse-Fréquence, à Video-Fréquence et pour la Commutation, à Haute-Fréquence.

Un chapitre spécial est consacré au problème du bruit thermique, facteur parasite de toute amplification à partir des bas niveaux.

La question des montages oscillateurs est ensuite examinée en détail : Oscillateurs sinusoïdaux tout d'abord (avec exemple du montage Colpitts et des oscillateurs à résistance négative), puis oscillateurs de relaxation, en reprenant la théorie classique de Van der Pol à partir de l'élément moderne à diode varactor.

L'ouvrage se termine par un chapitre consacré aux techniques de modulation et de démodulation par lesquelles un signal BF (ou video) peut être véhiculé par un signal HF.

Il s'agit d'un ouvrage d'enseignement, destiné beaucoup plus à l'étudiant qu'au spécialiste, et qui vise avant tout à exposer les notions de base de l'utilisation des tubes et des transistors. Il sera néanmoins très apprécié des ingénieurs plus anciens, désirant s'initier aux transistors sous la forme de « recyclage ».

L'auteur, aidé en cela par la pratique de l'enseignement, s'est efforcé d'adopter un mode d'exposition précis et méthodique, tout en évitant de recourir à de trop longs et trop difficiles développements mathématiques. Il est donc fait souvent appel au sens physique du lecteur, et on s'est efforcé d'aérer le texte à l'aide de nombreux schémas, tableaux et exemples numériques.

Masson et Cie, éditeurs, Paris 1964. Monographies d'Électronique. Un volume de 266 pages, avec 301 figures, 13 tableaux, 16,5 × 24,5. Cartonné toile demi-souple : 46 F.

Diodes et transistors utilisés en commutation, par R. LYON-CAEN, ingénieur E.S.M.E., Prix d'électronique 1963 de la S.F.E. Préface du Pr P. GRIVET.

Ce nouvel ouvrage mérite, à divers titres, de retenir l'attention des nombreux ingénieurs, chercheurs, membres du corps enseignant ou étudiants qui se consacrent à l'électronique.

Le sujet est d'abord introduit par trois chapitres qui traitent de la description et des méthodes de fabrication des cristaux et des dispositifs semiconducteurs, ainsi que des propriétés électroniques des matériaux. Suivent trois autres chapitres, qui expliquent le fonctionnement et décrivent les caractéristiques des diodes et des transistors, plus particulièrement dans leurs régimes de fonctionnement, utilisés en commutation.

Les méthodes de mesures jouent dans ce livre un rôle très important qui mérite d'être souligné, puisque c'est par leurs résultats que peuvent être établies ou confrontées les théories du fonctionnement ; ce sont elles qui permettent de définir les paramètres utilisables dans les calculs des circuits ; c'est par elles enfin qu'il est possible d'apprécier et de comparer les performances des différents types de dispositifs qui sont approvisionnés au laboratoire d'études ou qui apparaissent dans les chaînes de fabrication industrielles.

L'enseignement des méthodes de mesures joue, d'autre part, un rôle pédagogique de premier ordre parce qu'il oblige à bien comprendre les phénomènes physiques, à situer les ordres de grandeurs, et à raisonner sur des montages fondamentaux, en général assez simples, mais parfaitement définis.

Le 7e chapitre, par des exemples judicieusement choisis pour leur valeur pédagogique autant que pour leur importance industrielle, montre comment les paramètres des diodes et des transistors, qui ont été complètement définis aux chapitres précédents, peuvent être maintenant utilisés pour le calcul des circuits de commutation.

Le livre se termine par un chapitre d'analyse des limites de fonctionnement des dispositifs semiconducteurs du point de vue de leur comportement thermique. Des méthodes générales, illustrées par des exemples pratiques, permettent de déterminer ces limites. Là encore, les méthodes de mesures sont soigneusement étudiées.

Il paraît important de préciser que cet ouvrage résulte de travaux, le plus souvent originaux, qui ont été menés par une équipe de spécialistes qui, depuis l'introduction en France des dispositifs semiconducteurs dans les calculateurs, se sont sans cesse préoccupés des nombreux problèmes qu'ils ont soulevés. C'est donc un livre bâti sur une expérience solide : celle des patientes recherches de laboratoire, des confrontations d'idées, des déboires et des succès.

Masson et Cie, éditeurs, Paris 1964. Monographies d'Electronique. Un volume de 330 pages, avec 115 figures, 16,5 × 24,5. Cartonné toile demi-souple : 69 F.

Physique appliquée à la reproduction des sons et des images, par A. DIDIER, professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Tome I. Acoustique, électro-acoustique. Enregistrement et reproduction des sons.

Cet ouvrage correspond à la première partie de l'enseignement dispensé par l'auteur sous le même titre, au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Cet enseignement s'adresse aux techniciens qui désirent se perfectionner dans la pratique des applications de l'acoustique, de l'électro-acoustique, de la photographie, de la cinématographie et de la télévision.

L'acoustique et l'électro-acoustique prennent une importance de plus en plus grande dans la vie moderne. L'étude du mécanisme de la production et de la transmission des sons et des bruits est à la base des techniques de l'acoustique architecturale. Ces mécanismes font intervenir l'aspect physique ou objectif des phénomènes et se rattachent directement aux lois de la mécanique des vibrations.

Par contre, la perception auditive fait intervenir l'aspect physiologique ou subjectif du phénomène.

L'étude du système auditif et de ses caractéristiques essentielles permet de faire correspondre à l'interprétation subjective par notre système sensoriel, du son, phénomène physique.

L'exposé des techniques modernes de l'enregistrement et de la reproduction des sons (enregistrement électromécanique, enregistrement optique, enregistrement magnétique) tient compte de l'aspect physique des phénomènes mis en jeu : les divers transducteurs, microphones, modulateurs, haut-parleurs, obéissent aux lois générales des vibrations forcées et de l'aspect physiologique de l'audition ; l'oreille est en fin de compte le seule juge, ses propriétés essentielles déterminent les caractéristiques mécaniques et électriques des chaînes d'enregistrement et de lecture des sons.

Tome I de 272 pages, avec 267 figures, 16,5 × 24,5. Cartonné toile demi-souple. Prix : 46 F.

Le tome II sera consacré à la transmission et à la propagation des sons dans le domaine de l'acoustique architecturale, puis à l'enregistrement et à la transmission des images fixes et animées.

Masson et Cie, éditeurs, Paris, 1964. Collection du Conservatoire National des Arts et Métiers.

PUBLICATIONS DE L'A.I.E.A. A VIENNE

Medical radioisotope scanning. Proceedings of a Symposium, Athens, 20-24 April 1964. 50 conférences en anglais et 8 en français.

2 volumes de 560 et 472 pages 16×24. 84 F.

International directory of isotopes. 3e édition.

1 volume de 490 pages, relié toile, 16×24. 36 F.

Physics and material problems of reactor control rods. Proceedings of a Symposium, Vienna, 11-15 November 1963. 25 conférences en anglais, 5 en russe et 4 en français.

1 volume de 796 pages 16×24. 60 F.

COLLECTION RAPPORTS TECHNIQUES DE L'A.I.E.A.

N° 16. **Contrats de recherche**, troisième rapport annuel.

Un volume, 16×25 cm, 81 pages. Broché 4 F.

N° 22. **Radiation control of salmonellae in food and feed products.** Report of a panel on uradiation control of harmful organisms transmitted by food and feed products, with special reference to salmonellae, held in Vienna, 12-14 December 1962.

Un vol. 16×25, 148 pages. Broché 12 F.

N° 24. **Dessalement de l'eau au moyen d'énergie classique et d'énergie atomique.**

1 volume de 60 pages 16×24. 4 F.

N° 28. **Contrats de recherche.** 4e rapport annuel. Résumé des résultats obtenus à la suite de 32 recherches sous contrat dans les domaines suivantes : gestion des déchets radioactifs, physique sanitaire et radio-protection, radiobiologie, sécurité réacteurs, application des radioisotopes en agriculture et en médecine.

1 volume de 136 pages 16×24. 4 F.

N° 33. **Low background high-efficiency Geiger-Müller counter.** 1 volume de 32 pages et un grand tableau hors texte 16×24. 4 F.

N° 34. **Reactor shielding.** 15 rapports en anglais.

1 volume de 168 pages 16×24. 14 F.

N° 35. **Etude sur les possibilités d'utilisation d'un réacteur nucléaire pour l'industrialisation du Sud-Tunisien.**

1 volume de 32 pages 16×24. 4 F.

N° 36. **Selected power reactor projects in Canada and the United States of America.**

1 volume de 76 pages 16×24. 8 F.

N° 37. **Manual for the operation of research reactors.**

1 volume de 196 pages 16×24. 18 F.

N° 38. **Tables of thermodynamic data.**

1 volume de 96 pages 16×24. 10 F.

Conception et performances du radar classique par P. DELACOUDRE et J. SONDT.

Les qualités ou les carences éventuelles d'un équipement radar ne peuvent être jugées qu'en fonction des besoins et des exigences de son utilisateur. La seule étude des hyperfréquences et des circuits impulsionnels se révèle insuffisante si l'intéressé ignore, par ailleurs, les lois fondamentales de la détection électromagnétique. C'est là le sujet du présent volume qui traite essentiellement du radar « en lui-même ».

Le lecteur y trouvera également des renseignements relatifs à des techniques récentes : polariseurs en ondes guidées, amplificateurs logarithmiques, tubes à mémoire, etc.

Cet ouvrage, synthèse de nombreuses recherches, tant théoriques qu'expérimentales, est unique en son genre dans la littérature de langue française.

Société des Editions Radio. Un volume de 224 pages 16×24, avec 234 illustrations. 36 F.

Le convertisseur thermoélectronique ou convertisseur à plasma, par N.D. MORGULIS, traduit du russe par G. DE FAGET.

Les méthodes de transformation directe de l'énergie thermique en énergie électrique suscitent à l'heure actuelle un grand intérêt. Les convertisseurs de ce type doivent être relativement simples et compacts, et avoir un rendement élevé. On peut classer dans leur catégorie les convertisseurs, thermo électrique, thermoélectronique (à plasma) et semi-direct de magnéto-dynamique des fluides. L'élaboration de ces appareils et l'éclaircissement des principes fondamentaux et leur fonctionnement se trouvent encore au stade initial de la recherche en laboratoire.

Le livre de M. MORGULIS est consacré à un bref examen des principes physiques de la deuxième de ces méthodes de transformation d'énergie, la méthode thermoélectronique ou du plasma. Bien que le principe de la transformation thermoélectronique de l'énergie fût connu depuis assez longtemps, les recherches approfondies et la création de modèles de ce type à l'échelle du laboratoire ne commencèrent qu'en 1958. A la fin de 1960, de tels convertisseurs de laboratoire atteignaient déjà des rendements de l'ordre de 15 %. De plus, on a déjà effectué avec succès, les premiers essais d'une telle transformation avec utilisation de l'énergie nucléaire dans un réacteur.

Le convertisseur thermoélectronique est un dispositif dont le domaine de fonctionnement-type se situe à des températures élevées (de 1 200 à 3 000 °K) et qui doit pouvoir être mis en série avec un autre transformateur d'énergie fonctionnant à basse température, de sorte que le rendement global en est sensiblement augmenté. La création de tels « thermocouples sous vide » et leur combinaison avec des semiconducteurs classiques ont été proposées. On a proposé aussi de combiner le convertisseur thermo électronique avec une turbine à vapeur ou une turbine à gaz, etc. A l'heure actuelle, il est difficile d'affirmer quoi que ce soit de précis au sujet des formes que prendront à l'avenir tous ces projets et pronostics, d'autant plus qu'il faudra encore résoudre de nombreux et très difficiles problèmes. Cependant, les importants travaux de recherche et de développement actuellement effectués en ce domaine feront sûrement la lumière sur cette question dans un avenir peu éloigné, et ils indiqueront les branches de l'électronique future dans lesquelles seront appliqués les convertisseurs thermoélectroniques.

Gauthier-Villars, en coédition avec les Editions du Tambourinaire, 88 pages, 16×25 34 figures, 1965. 16 F.

Le transistor au laboratoire et dans l'industrie, par H. SCHREIBER.

Après avoir accompli une révolution dans le domaine du radiorécepteur portatif, le transistor s'attaque à celui de la mesure où il s'impose aussi rapidement que dans les applications industrielles.

Suite logique à l'ouvrage du même auteur : « *Technique et Applications des transistors* », le présent livre se distingue par sa subdivision en cinq parties indépendantes, directement abordables. On y trouve des calculs d'application précis, détaillés, ainsi que de nombreux oscillogrammes et résultats de mesure.

Par sa conception et par l'absence de toute théorie superflue pour les nécessités des applications, ce livre très pratique fera gagner énormément de temps aux utilisateurs du transistor.

Société des Editions Radio. Un volume de 264 pages 16×24 avec 270 illustrations. 24 F.

Mesures électroniques, par A. HAAS.

Avec l'élargissement du concept de l'électronique depuis une quinzaine d'années, des appareils de mesure nouveaux ont été mis au point, de nouvelles méthodes de mesure ont été élaborées,

des montages nouveaux, plus aptes à résoudre un problème métrologique donné, ont pris la place des montages antérieurs.

Ce livre leur est entièrement consacré. Tout en situant le rôle et les possibilités des appareils actuels, l'auteur décrit les méthodes pratiques de mesure des plus récents montages électroniques et de tous leurs éléments constitutifs. Parmi les sujets traités, et sur lesquels on ne trouve que rarement une documentation claire et précise, figurent notamment les mesures sur les dispositifs semiconducteurs.

Cet ouvrage, dû à un spécialiste ès métrologie est destiné à guider l'électronicien dans ses travaux de laboratoire.

Société des Editions Radio. Un volume de 264 pages 16 × 24 cm avec 314 illustrations. 27 F.

Les calculs d'organes dans les centraux téléphoniques automatiques modernes, par P. LE GALL.

Les systèmes de communication téléphonique automatique à commande centralisée posent des problèmes de calculs d'organes très complexes et importants pour déterminer le dimensionnement des Centraux. Ces problèmes font l'objet du présent fascicule dans lequel l'auteur met en œuvre une méthode mathématique rigoureuse nouvelle pour traiter les problèmes de blocage dans tous les cas de recherche aléatoire. Des approximations valables, recherchées a posteriori, permettent d'aborder commodément les études numériques. En appendice le lecteur trouvera les formules pratiques à utiliser pour les projets d'implantation de centraux.

Editions de la Revue d'Optique. Vol. IV. 76 pages, 21 × 30, 19 figure. (Collection technique et scientifique du CNET). Broché 8 F.

Réflexions partielles dans l'atmosphère et propagation à grande distance, par F. DUCASTEL, P. MISME, A. SPIZZICHINO, J. VOGE.

I. Mesures météorologiques. — II. Interprétation des mesures météorologiques. Variations des dimensions des feuillets en fonction de l'altitude. — III. Réflexions en milieu inhomogène. IV. Réflexion spéculaire et réflexion diffuse sur des feuillets atmosphériques. — V. Réflexion et diffusion troposphériques des ondes radioélectriques. — VI. Les différentes composantes du champ au-delà de l'horizon. — VII. Note sur les phénomènes de propagation troposphérique.

Editions de la Revue d'Optique. 72 pages 21 × 30, 68 figures (Collection technique et scientifique du CNET). Broché 8 F.

Bases de l'électronique quantique. Tome I, *Mécanique quantique des électrons et atomes*, par François BERTEIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris. Préface de Georges GOUDET, Directeur général de la C.G.C.T.

L'ouvrage est un traité de mécanique quantique orienté particulièrement vers les très importantes propriétés développées depuis une quinzaine d'années et sur lesquelles s'élabore l'électronique moderne (physique des solides, résonances, masers, lasers).

Deux tomes sont prévus.

Le premier se propose l'étude générale du formalisme de la mécanique quantique ; il compte essentiellement trois parties.

La première partie expose en premier lieu les bases mathématiques nécessaires (calcul linéaire des vecteurs et opérateurs ou matrices) elle montre ensuite comment ces bases interviennent dans les hypothèses de la mécanique quantique : les états possibles et les diverses grandeurs physiques d'un objet sont représentés par des vecteurs et des opérateurs, les résultats de mesures étant régis par des lois de probabilités.

La deuxième partie met en œuvre les règles ainsi dégagées pour étudier les propriétés de quelques grandeurs importantes : les coordonnées d'une particule conduisent à la mécanique ondulatoire où les états sont représentés par des fonctions ; les moments angulaires, qui comportent, entre autres, le spin des particules, décrivent les rotations et sont régis par des règles capitales de quantification.

Enfin l'énergie d'un objet tire son importance du fait qu'elle permet de déterminer l'évolution de cet objet, dans des conditions expérimentales données, à l'aide de l'équation de Schrodinger.

L'application de cette dernière équation est alors donnée dans des cas simples comme celui de l'atome d'hydrogène ; on examine ensuite la mise à profit des propriétés de symétrie et du calcul des perturbations dans les problèmes plus complexes.

La troisième partie applique les résultats ainsi dégagés à la description d'un atome ; le calcul des perturbations y permet, suivant des approximations nécessives, l'étude des états et niveaux d'énergie, étude au cours de laquelle les propriétés de moments angulaires et de symétries interviennent de manière constante ; l'atome est considéré d'abord en l'absence puis en présence de champ appliqué ; le cas d'un champ magnétique donne lieu, par exemple, à l'effet Zeeman qui sera retrouvé à la base de l'étude du magnétisme.

L'auteur a cherché à ce que les développements consacrés aux diverses rubriques soient proportionnés avant tout aux besoins des lecteurs orientés vers les applications et plus particulièrement vers celles du domaine de l'électronique.

Eyrolles, Editeur. Un volume de format 16 × 25, 456 pages, 105 figures, 17 tableaux. Relié pleine toile. 120 F.

Physique des semiconducteurs. Comptes rendus du 7e congrès international Paris 1964.

Le 7e Congrès international sur la physique des semiconducteurs a réuni récemment environ 1 000 spécialistes d'une trentaine de pays, permettant ainsi de faire le point actuel des recherches dans ce domaine en constante et rapide évolution. Les quelque 200 rapports présentés lors de ce Congrès ont été rassemblés en un volume qui vient de paraître ; il donne également un compte rendu des discussions qui suivirent.

Ces communications couvrent tout le champ de la physique des semiconducteurs et ont été sélectionnées dans la mesure où elles donnent une image significative et actuelle de l'orientation générale des recherches. Les sujets traités ont été regroupés selon le plan suivant : Théorie des bandes, Propriétés optiques, Propriétés magnéto-optiques, Phénomènes de transport, Impuretés dans les semiconducteurs, Excitons libres, Interaction Photon-Phonon, Photoconductivité, Matériaux semiconducteurs.

Parallèlement à cette Conférence, trois Symposia sur des sujets plus spécialisés (Effets des rayonnements dans les semiconducteurs, Effets des plasmas dans les solides, Recombinaison radiative dans les semiconducteurs) ont eu lieu, dont on annonce la publication ultérieure.

Cette documentation vient compléter et faire la synthèse des connaissances diffusées par les revues scientifiques. A ce titre, elle représente une information d'actualité et un instrument de travail pour les spécialistes, chercheurs, physiciens et professeurs des Facultés de Sciences.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 1 388 pages 16 × 25, avec 497 figures et 105 tables. 145 F.

Effets de plasmas dans les solides.
7e Congrès international de Physique des Semiconducteurs. Paris 1964.

Parallèlement au 7e Congrès international sur la Physique des Semiconducteurs se sont tenus trois colloques, réservés à des spécialistes, dont l'un, consacré notamment aux « Effets de plasmas dans les solides », a rassemblé environ cent cinquante physiciens d'une vingtaine de pays pendant deux jours (16 et 17 juillet 1964).

Premier du genre, ce colloque avait pour but de réunir des chercheurs de deux spécialités différentes : la physique des gaz ionisés (plasmas) et celle de l'état solide, leur centre d'intérêt commun étant l'étude du gaz de porteurs de charges libres dans les solides conducteurs.

Les comptes rendus de ce colloque viennent d'être rassemblés dans un ouvrage, où les principaux sujets traités ont été classés sous les rubriques suivantes :

A) Ondes des plasmas solides. B) Interactions des ondes. C) Effets quantiques. D) Plasmas chauds. E) Instabilités.

Couvrant un domaine qui s'est développé très rapidement ces dernières années, cet ouvrage fait le point actuel de la ques-

tion. Il sera accueilli avec intérêt tant par les physiciens que par les électroniciens intéressés par les nombreuses applications qu'on peut dès maintenant entrevoir.

Dunod, éditeur. Un volume relié toile sous jaquette, 234 pages 16×25, avec 96 figures. 1965. 44 F.

Proceedings of the Conference on Signal Recording on Moving Magnetic Media. Budapest 1962.

Ce livre comprend les textes intégraux avec figures des conférences prononcées au cours de ce congrès, dans leur langue originale, la plupart en anglais et en allemand. Les sujets couvrent la totalité de l'enregistrement magnétique, que ce soit l'enregistrement du son, actuellement bien connu, ou l'enregitrement video, d'introduction plus récente, ainsi que les appareils d'enregistrement et les applications de l'enregistrement magnétique en cibernétique et en automation. A côté des problèmes théoriques de ces branches, sont traités des problèmes particuliers intéressant les branches elles-mêmes.

Akadémiai Kado, éditeur, Budapest, 1964. Un volume de 472 pages 17×24 cm, illustrations, relié toile. 12 $.

Les fonctions généralisées ou distributions, par M. Bouix, *Professeur à la Faculté des Sciences de Montpellier*. Préface du Pr A. Lichnerowicz, *Membre de l'Institut*.

L'auteur a réuni dans ce petit livre les notions sur les fonctions généralisées et les distributions utiles aux spécialistes des mathématiques appliquées et aux physiciens.

Au début sont données, d'une part la définition des fonctions généralisées d'une variable d'après Mikuzinski et Sikorski, d'autre part la définition des distributions d'une variable d'après L. Schwartz ; l'auteur a établi la correspondance entre ces deux définitions.

Puis les définitions précédentes et les propriétés qui en découlent sont étendues à plusieurs variables, ce qui permet, en particulier, de généraliser l'analyse vectorielle classique. Une extension au plan complexe permet de définir les distributions d'une variable complexe, en particulier la distribution de Dirac du plan complexe, et d'introduire par des procédés originaux les distributions pseudo-fonctions de la Physique Théorique.

Un chapitre est consacré au développement des fonctions généralisées suivant un système de fonctions orthogonales, et aboutit à un théorème original sur la convergence de Fourier. Les fonctions généralisées permettent de trouver pour les équations différentielles linéaires et les équations aux dérivées partielles des solutions valables aux points singuliers et d'établir la notion de source pour les solutions usuelles. On obtient ainsi une méthode assez nouvelle pour introduire les fonctions de Green et les appliquer aux équations linéaires ; ont été plus particulièrement envisagés les cas de l'équation de Helmholtz scalaire, des équations de Maxwell harmoniques et de l'équation de Helmholtz vectorielle ; un théorème concernant les solutions fondamentales à singularité ponctuelle a pu ainsi être établi. Le principe de Huyghens a été aussi démontré à partir d'une relation intégrale entre une distribution à support superficiel et une distribution à support ponctuel.

Outre les applications à la théorie du rayonnement qui permettent un exposé plus concis et plus net de ces problèmes, cet ouvrage cherche surtout à présenter des méthodes de calcul sur les fonctions généralisées, et à montrer qu'elles peuvent soit donner des démonstrations nettement plus rigoureuses, rapides et systématiques de propriétés connues, soit parfois conduire à des résultats nouveaux qui avaient échappé aux chercheurs à cause de la complexité et du manque de précision des méthodes anciennes.

Une bibliographie détaillée indique à la fois les sources des théories exposées, et quelques applications des méthodes proposées.

Masson et Cie, éditeurs, un volume de 224 pages, avec 28 figures, 16×25. Cartonné toile demi-souple. 46 F.

PETITES ANNONCES

684 C. —

ENTREPRISE ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE RÉGION NORD

Très sérieuses références pourrait assurer études, montages équipements et service après-vente pour Constructeur matériel électronique industriel ou médical.

Ecrire à la revue qui transmettra.

685 C. — NOUVELLE FILIALE d'une entreprise ELECTRONIQUE de 1er PLAN offre Poste à LARGES RESPONSABILITÉS et d'AVENIR à

INGÉNIEUR GDE ÉCOLE

Ayant expérience TRAITEMENT de l'INFORMATION Pour animer et coordonner une équipe chargée de la réalisat. d'un important programme de matériel électronique. 35/40 ans env. National. fse. Langue anglaise souhaitée. Env. C.V. prét. et date disponib. à nº 98.287 Contesse Publicité, 20, av. de l'Opéra, PARIS 1er q. tr.

SDRE

Revue affiliée au Syndicat de la Presse Radioélectrique Française - Paris

LIBRARY BOULDER LABO-
NATIONA 3rd
Bl
JUL 29 1965

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 458
MAI 1965
PRIX : 6 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Radar C.S.F. de contrôle de l'aéroport de Mexico.

Nouveaux nouveaux en radar, H. CARPENTIER. — Rôle d'ambiguïté dans les radars, D. GRENDEROFF. — Signaux radar et ambiguïté, A. ADAMSBAUM. — Antennes et théorie du signal, S. DRABOWITCH. — Nouvelle conception du radar, G. REVILLON. Progrès des antennes radar, S. LANDESMAN.

Étude de la transmission de données, J. LABEYRIE. — Méthodes de modulation, M. MANIÈRE. — Transmission de données numériques, G. GOUDET, A. GIRINSKY « Modems », C. COIRON, H. MILLET. — Appareillage d'essai J. CLAISSE, M. MITRANI.

BANC D'ESSAI
Hyperfréquences

POUR RADARS 3 cm

Cet ensemble se compose de trois appareils :

TYPE **LG 401 B/M** - GÉNÉRATEUR HYPERFRÉQUENCE (7 à 11 GHz) caractérisé par :
- sa grande stabilité
- sa très faible modulation de fréquence résiduelle
- la précision de son atténuateur de sortie
- son réglage de fréquence à commande unique
- son affichage linéaire en fréquence
- sa modulation en impulsions brèves ($< 0{,}2\ \mu s$)

TYPE **TSR/3** - COFFRET COMPLÉMENTAIRE DE TEST (8,5 à 9,6 GHz) permettant :
- des mesures de fréqences en lecture directe à mieux que ± 2 MHz entre + 10°C et + 40°C sans correction.
- des mesures de puissances grâce à ses atténuateurs de précision 10 dB et 20 dB.

TYPE **XB 101 A** - ANALYSEUR DE SPECTRE (0,8 - 11 GHz avec extension possible au delà de 44 GHz par adjonction d'un mélangeur extérieur) dont les caractéristiques essentielles sont :
- tube de 13 cm de diamètre particulièrement lumineux
- résolution variable de 5 kHz à 40 kHz
- excursion réglable de 200 kHz à plus de 70 MHz en une seule gamme
- constance de la sensibilité supérieure à ± 1,5 dB sur toute la plage d'exploration.
- marqueur permettant de déterminer des écarts de fréquences à mieux que ± 2 %
- atténuateur incorporé de précision supérieure à ± 2 dB pour 100 dB affichés.

Documentation complète franco sur demande

18, AVENUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER ◆ TRAPPES (S-&-O) ◆ TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 lignes groupées)

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR

Société Anonyme au capital de 3.250.000 F

* MATÉRIEL FRANÇAIS PERMETTANT LA MAINTENANCE COMPLÈTE DES RADARS 3 CM.

Agence PUBLÉDITEC - DOMENACH 50/0

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6e Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F. C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso " extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e, Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Notre couverture montre le radar de contrôle de l'aéroport de Mexico, inauguré le 6 octobre 1964. Il place ce dernier au niveau des plus grands aéroports mondiaux. Cet ensemble Radio-Aides à la Navigation a été commandé à la CSF par l'Administration mexicaine, ainsi que le radar de contrôle de la région de Mexico et le système d'approche finale de l'ILS. Des radars CSF sont actuellement en service sur les aérodromes des cinq continents.

CSF - Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, Département Télécommunications Air, 36, rue Zacharie, Sartrouville (Seine-et-Oise) Tél. 962-30.25

45e année **Mai 1965** 6 F

N° 458

SOMMAIRE

NOUVELLES CONCEPTIONS DU RADAR

Concepts nouveaux en radar 537
H. CARPENTIER

Rôle de la fonction d'ambiguïté dans les radars 540
C. SKENDEROFF

Signaux radar et ambiguïté 545
A. ADAMSBAUM

Applications aux antennes de la théorie du signal 550
S. DRABOWITCH

Nouvelles conceptions du radar. Antennes synthétiques et application aux radars à vision latérale 561
G. REVILLON

Progrès des antennes radar 568
S. LANDESMAN

TRANSMISSION DE DONNÉES NUMÉRIQUES

Etude analytique et fonctionnelle de la transmission de données 574
J. LABEYRIE

La transmission de données. Méthodes de modulation 583
M. MANIÈRE

La transmission de données numériques. — Détection et correction des erreurs. — Codes 589
G. GOUDET, A. GIRINSKY

Une gamme de « Modems » de transmission de données pour circuits téléphoniques 603
M. COIRON, H. MILLET

Appareillage d'essai pour transmission de données 613
J. CLAISSE, M. MITRANI

Correspondance 619

Informations. Documentation technique. Bibliographie 620

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Genoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux .	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré.....	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette revue est *l'Onde Electrique*.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

CONCEPTS NOUVEAUX EN RADAR, par M. H. CARPENTIER, *Cotelec.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 537 à 539).

Après un rappel des limitations du radar dit « classique », l'article décrit la philosophie qui commence à présider à la définition des principales caractéristiques d'un radar dit « moderne ».

L'Ingénieur responsable du projet d'un radar est conduit d'abord à choisir la modulation du signal d'émission, d'une part en fonction des qualités de mesure de distance et de vitesse demandées et, d'autre part, en fonction des cibles parasites « en tourant » les cibles utiles, après quoi il choisit la nature du récepteur radar (à corrélation ou à filtre adapté).

L'article se termine par une ouverture sur l'évolution du radar de demain à partir de ce point.

ROLE DE LA FONCTION D'AMBIGUITÉ DANS LES RADARS, par C. SKENDEROFF, *Ingénieur à la Cie Française Thomson-Houston.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 540 à 544).

Les théories modernes du Radar désignent le procédé de corrélation comme le meilleur en ce qui concerne la détection des cibles. Les signaux utilisés actuellement nécessitent, par leur complexité une vue synthétique plus complète qui peut être fournie par une fonction mathématique dite « Fonction d'Ambiguïté ».

Cette fonction décrit pleinement le comportement d'un radar à corrélation ou à filtre adapté, dans un complexe de cibles. Elle permet de chiffrer la probabilité de détection de cibles à la fois en fréquence Doppler et en distance au milieu de n'importe quel contexte de cibles, clutter ou bruit.

En plus, elle permet de trouver les signaux optimaux à émettre pour une situation parfaitement définie.

Un exemple est fourni dans l'article.

SIGNAUX RADAR ET AMBIGUITÉ, par A. ADAMSBAUM, *Chef de Département à ELECMA.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 545 à 549).

Il est devenu courant, depuis quelques années, d'utiliser des signaux radar plus complexes que la simple tranche de sinusoïde.

L'emploi de ces signaux apporte à l'ingénieur un degré de liberté supplémentaire, mais fait apparaître de nouvelles limites liées à la notion d'ambiguïté.

On étudie le comportement à ce point de vue de plusieurs signaux dont la réalisation pratique peut être envisagée dans l'état actuel de la technique :

- *la compression d'impulsion « linéaire »,*
- *la compression d'impulsion « parabolique »,*
- *le bruit.*

APPLICATIONS AUX ANTENNES DE LA THÉORIE DU SIGNAL, par S. DRABOWITCH, *Chef de Service « Antennes », Compagnie Française Thomson-Houston.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 550 à 560).

Dans cet exposé l'auteur montre comment les principales conclusions des théories modernes du radar à propos de la mesure des distances et des vitesses sont transposables dans le domaine des antennes à propos des mesures angulaires. Cette transposition se fait facilement grâce aux méthodes d'analyse des systèmes linéaires et en particulier à l'analyse harmonique des « fréquences spatiales ».

Après un bref rappel de l'introduction progressive de l'analyse harmonique en électricité, en mécanique et en optique, l'auteur donne quelques exemples d'applications de cette méthode aux antennes radar : expression de la précision angulaire d'une antenne en fonction du rapport signal/bruit. Exemple de « compression angulaire » analogue à la compression d'impulsion des signaux temporels.

NOUVELLES CONCEPTIONS DU RADAR, par G. REVILLON, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 561 à 567).

Le traitement de l'information fine de distance donnée par un radar cohérent porté par un avion, permet d'obtenir des dimensions artificielles d'aérien aussi grandes que l'on veut.

La cartographie aérienne radar est une application directe d'un tel système.

On introduit ici la notion d'antenne synthétique focalisée.

On présente ensuite l'information brute à la sortie du radar. Deux traitements possibles sont présentés. On montre qu'ils sont théoriquement équivalents.

Un calculateur analogique optique permet de traiter toutes les informations reçues par le radar. On rappelle sa théorie élémentaire.

On termine en indiquant sommairement les performances nécessaires de chacun des composants pour obtenir la résolution désirée.

PROGRÈS DES ANTENNES RADAR, par S. LANDESMAN, *Ingénieur à la CSF, Département AR.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 568 à 573).

Un aperçu de réalisations récentes et de certains progrès théoriques des antennes classiques sera d'abord donné.

De nouveaux types d'antennes et de nouveaux modes de fonctionnement d'antennes connues seront ensuite indiqués.

Seront enfin examinées les limites que posent l'ionosphère et la troposphère, milieux réfractifs imparfaitement connus, à la précision des mesures radar.

ÉTUDE ANALYTIQUE ET FONCTIONNELLE DE LA TRANSMISSION DE DONNÉES, par J. LABEYRIE, *Ingénieur en Chef des Télécommunications au Département « Transmission » du CNET.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 574 à 582).

Cet article définit les fonctions essentielles des installations de transmission de données associées à des liaisons de télécommunication de type classique et donne un aperçu succinct sur les réseaux privés qui vont se développer dans les prochaines années.

Cette étude laisse volontairement dans l'ombre les problèmes techniques sous-jacents. Elle suppose connus les fondements de la technique de la transmission télégraphique.

LA TRANSMISSION DE DONNÉES : MÉTHODES DE MODULATION, par M. MANIÈRE, *Ingénieur à la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques (Conflans).* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 583 à 588).

L'auteur, après avoir rappelé la définition des organes de modulation, indique d'abord les caractéristiques des circuits téléphoniques supports couramment utilisés, en insistant sur les limitations qu'ils imposent à la transmission numérique. Passant ensuite rapidement en revue les méthodes de modulation classique, il étudie plus spécialement la modulation par déplacement de fréquence, utilisée dans deux modems recommandés par le CCITT. Il termine en donnant quelques indications sur des résultats d'essais effectués sur des lignes réelles.

SUMMARIES OF THE PAPERS

NEW IDEAS IN RADAR, by M. G. REVILLON, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 561 to 567).

The treatment of detailed distance information given by a coherent airborne radar makes it possible to obtain artificial aerial measurements as large as desired.

Aerial mapping by radar is a direct application of such a system.

There is introduced here the idea of an artificial focussed aerial.

The untreated data is then presented at the output of the radar. Two possible treatments are examined. It is shown that they are theoretically equivalent.

An optical analogue computer makes it possible to deal with all the information received by the radar. Its basic theory is sketched.

The article ends with a brief account of the performance necessary from each of the components to obtain the desired resolution.

PROGRESS IN RADAR AERIALS, by S. LANDESMAN, *Ingénieur à la CSF, Département AR.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 568 to 573).

A brief account is first given of the recent designs and of some theoretical developments concerning conventional aerials.

An indication is then given of various new types of aerial and new ways of using known aerials.

Finally an examination is made of the limits set to the exactness of radar measurements by the ionosphere and troposphere which are imperfectly understood refractive media.

AN ANALYTICAL AND FUNCTIONAL STUDY OF DATA TRANSMISSION, by J. LABEYRIE, *Ingénieur en Chef des Télécommunications au Département « Transmission » du CNET.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 574 to 582).

This article is concerned with the essential functions of data transmission systems associated with conventional telecommunication circuits and gives a brief account of the private networks which will develop in coming years.

This account deliberately leaves untouched the underlying technical problems. It pre-supposes an understanding of the fundamentals of telegraph transmission.

DATA TRANSMISSION : MODULATION METHODS, by M. MANIÈRE, *Ingénieur à la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques (Conflans).* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 583 to 588).

After discussing the definition of modulation devices, the writer first indicates the characteristics of the telephone circuits commonly used, emphasising the limitations which they impose on digital transmission. Reviewing briefly the conventional methods of modulation, he discusses especially frequency-shift modulation, used in two modems commended by C.C.I.T.T. He ends by giving information on test results obtained with physical lines.

NEW IDEAS IN RADAR, by M. H. CARPENTIER, *Cotelec.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 537 to 539).

After an account of the limitations of conventional radar this article describes the beliefs which are beginning to govern the definition of the principal characteristics for a « modern » radar.

The engineer responsible for a radar project first chooses the modulation of the transmitted signal, on the one hand in relation to qualities of distance and speed measurement required, and on the other hand in relation to the unwanted targets surrounding the wanted targets, and after that he chooses the kind of radar receiver (correlation or adapted filter).

The article ends with a look towards the development of tomorrow's radar starting from this point.

CORRELATION OF RADAR SIGNALS, by C. SKENDEROFF, *Ingénieur à la Cie Française Thomson-Houston.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 540 to 544).

Modern radar theory indicates the correlation method as the best for the detection of targets. The signals used require, by reason of their complexity, a more complete assessment which can be provided by a mathematical function called the « Uncertainty Function ».

This function describes fully the operation of a correlation or adapted filter radar in a complex of targets. It makes possible the assessment of the probability of target detection in Doppler frequency and in distance in the middle of any setting of targets, clutter or noise.

In addition it allows the discerning of the best signal to be transmitted for a closely defined situation.

An exemple is provided in the article.

RADAR SIGNALS AND AMBIGUITY, by A. ADAMSBAUM, *Chef de Département à ELECMA.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 545 to 549).

For several years, the use of radar signals more complex than the plain « sinusoidal slice » is becoming quite normal.

These signals supply the engineer with a new degree of freedom but new limits appear which are connected with the ambiguity notion.

This article contains a study of the behaviour at this point of view of several signals which can be practically realised in the present state at the art :

— « linear » pulse compression,

— « parabolic » pulse compression,

— noise.

APPLICATIONS OF SIGNAL THEORY TO ANTENNAS, by S. DRABOWITCH, *Chef de Service « Antennes », Compagnie Française Thomson-Houston.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 550 to 560)..

In this account the writer shows how the principal conclusions of modern radar theory in relation to the measurement of distances and speeds are transposable in the field of aerials in connection with angular measurement. This transposition is easily made by use of linear system analysis methods and in particular the harmonic analysis of « space frequencies ».

After a brief account of the progressive application of harmonic analysis in electricity, mechanics and optics, the author gives various examples of the application of this method to radar antennas. There is an expression of the angular precision of an antenna in relation to the signal/noise ratio. An example is given of the « angular compression » analogous to the pulse compression of timed signals.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

LA TRANSMISSION DES DONNÉES NUMÉRIQUES, Détection et correction des erreurs, Codes, par G. GOUDET, *Directeur Général* et A. GIRINSKY, *Ingénieur division Recherches, Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 589 à 602).

Méthodes analogiques et méthodes numériques. Bruit des voies de transmission. Intérêt de certaines méthodes de modulation. Correction et détection des erreurs : propriétés générales des codes : exemples de codes usuels. Structure d'un système de transmissions de données numériques. Exemples de systèmes. Possibilités d'emploi.

UNE GAMME DE « MODEMS » DE TRANSMISSION DE DONNÉES POUR CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES, par M. COIRON, H. MILLET, *Ingénieurs à la Société T.R.T.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 603 à 612).

Les auteurs décrivent le fonctionnement de modems à 1200/600 2400, 4800 et 6000 bauds sur voie téléphonique.

L'accent est mis sur les caractéristiques particulières auxquelles doivent répondre des modems destinés à être exploités sur le réseau commuté.

Ils évoquent ensuite un système de transmission de données alphanumérique à 100 caractères/seconde fonctionnant sur le réseau général à titre d'application du modem à 1200 bauds.

APPAREILLAGE D'ESSAI POUR TRANSMISSION DE DONNÉES, par J. CLAISSE et M. MITRANI, *Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications.* L'Onde Electrique de mai 1965 (pages 613 à 618).

L'appareillage d'essai décrit dans cet article permet de tester les liaisons pour transmission de données (dispositifs de conversion et support). Il s'adapte aux dispositifs de conversion et fournit un message de structure pseudo-aléatoire, composé de mots et de blocs.

A la réception, les erreurs sont comptabilisées de façon à pouvoir obtenir le taux d'erreurs sur les blocs, les mots et les bits. L'enregistrement des erreurs sur ruban magnétique est possible.

Cet appareillage d'essai est complété par un amplificateur de surveillance en ligne, des réseaux correcteurs et un distorsiomètre rythmique.

ERRATUM

Dans l'*Onde Électrique* de Février 1965, on nous signale qu'une erreur s'est glissée dans l'article du professeur V. KOTELNIKOV sur l'Étude des Planètes à l'aide du Radar. — A la 7e ligne de la page 165, colonne de droite, une coquille que nous excusons de n'avoir pas relevée, nous a fait écrire que l'unité astronomique était de 149.579.000 Km, alors qu'il fallait lire 149.597.900 Km.

La Rédaction

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

A RANGE OF MODEMS OF DATA TRANSMISSION FOR TELEPHONE CIRCUITS, by M. COIRON, H. MILLET, *Ingénieurs à la Société T.R.T.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 603 to 612).

The writers describe the functioning of modems at 1200/600, 2400, 4800 and 6000 bauds on a telephone channel.

The emphasis is on the special characteristics which modems must possess when required for use on the switched network.

They then describe a data transmission system of the alphabetical/numerical type operating on the general network by virtue of the application of the modem at 1200 bauds.

THE TRANSMISSION OF NUMERICAL DATA, by G. GOUDET, *Directeur Général* and A. GIRINSKY, *Ingénieur, division Recherches, Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 589 to 602).

Analogue methods and numerical methods. Noise on transmission channels. The importance of certain modulation methods Detection and correction of errors : general characteristics of codes : examples of customary codes. Structure of a transmission system for numerical data. Examples of systems. Methods of application.

TEST EQUIPMENT FOR DATA TRANSMISSION, by J. CLAISSE, M. MITRANI, *Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications.* L'Onde Electrique, May 1965 (pages 613 to 618).

The test equipment described in this article deals with the testing of circuits for data transmission (conversion and support devices). It is suitable for conversion equipment and provides a message of pseudo-random structure composed of words and groups.

On reception the errors are assessed so as to obtain a measure of the quantity of errors in the groups, the words and the bits. The recording of errors on a magnetic tape is possible.

This test equipment is completed by a line monitoring amplifier, correction networks and a rhythmic distortion meter.

CONCEPTS NOUVEAUX EN RADAR *

PAR

M. H. CARPENTIER

Directeur Technique

COTELEC

1. Les limitations du radar classique

Pendant de nombreuses années, presque tous les appareils appelés « radars » ont été construits sur un même principe consistant :

— à émettre une impulsion (en fait un train d'impulsions) rectangulaire pendant laquelle la fréquence et la phase de l'onde hyperfréquence restaient aussi constantes que possible,

— et à mesurer le temps s'écoulant entre le début de l'émission du signal et le début de la réception du signal réfléchi par une cible.

Ce signal de réception possède deux caractéristiques, désagréables lorsqu'elles sont réunies, comme c'est le cas : d'une part, il est d'un niveau très faible, d'autre part, il est accompagné d'un bruit.

Le bruit provient, soit du récepteur du radar lui-même, soit du brouillage ennemi lorsqu'il s'agit d'un matériel militaire, soit même du brouillage d'un ami maladroit.

C'est donc finalement un signal identique au signal d'émission, compte tenu :

— d'une réduction considérable en puissance,

— d'un décalage en temps correspondant à la distance de la cible,

— d'un décalage en fréquence correspondant à la vitesse radiale de la cible,

et auquel s'additionne un bruit.

Il faut faire dès maintenant deux remarques :

— La première, c'est que le signal reçu n'est, en fait, pas identique au signal émis : ceci ne serait vrai que si la cible était de dimensions très faibles vis-à-vis de la longueur d'onde (ce qui n'est jamais le cas), ou si la cible était une sphère métallique (ce qui n'est jamais le cas non plus). Le fait que la cible ait des dimensions non négligeables donne un signal reçu dont l'amplitude et la phase ne sont pas constantes pendant toute sa durée, sa forme variant, par ailleurs, en fonction du temps à cause du mouvement relatif de la cible par rapport au radar.

— La deuxième, c'est que, s'il est dans certains cas du devoir du fabricant de radars de tout faire pour que la densité spectrale du bruit soit réduite le plus possible (en utilisant des récepteurs à faible bruit et des antennes froides), il est de nombreux cas, par exemple lorsque le bruit provient d'un brouillage, où il reste impossible de réduire la densité spectrale du bruit au-dessous d'un niveau relativement élevé.

Le radar classique admet que le signal reçu en provenance d'une cible utile n'est modulé, pendant sa durée, ni en phase ni en amplitude, et assure une réception quasi optimale par filtrage de ce signal dans un filtre à bande étroite, de bande passante égale à l'inverse de la durée de l'impulsion émise.

Lorsqu'il est nécessaire d'augmenter la portée d'un radar classique à impulsion et qu'on a fait tout ce qu'on pouvait sur le gain de l'antenne et sur la réduction de la densité spectrale du bruit parasite, il ne reste plus que deux solutions :

— soit d'augmenter la puissance crête, c'est-à-dire la puissance de l'impulsion, mais on atteint souvent les limites du possible ou du raisonnable,

— soit de réduire la puissance du bruit en réduisant la bande passante du récepteur, ce qui oblige à augmenter la durée d'impulsion émise et détériore la qualité de la mesure de distance, car, dans un radar classique, la mesure de distance est d'autant meilleure que l'impulsion émise est plus courte.

Or, il se trouve que les utilisateurs ont besoin :

— soit de radars de très grande portée (quelques milliers de kilomètres) sur des cibles très petites et avec une bonne qualité de mesure de distance, sinon de vitesse radiale,

— soit de radars de moyenne portée, capables de donner une mesure de distance de très bonne qualité, en présence d'un bruit important dû au brouillage.

* Conférence prononcée au cours d'une demi-journée de la Section de la SFER.

— soit de radars de faible portée mais extrêmement précis.

Ceci ne pourrait être obtenu, avec des radars construits suivant les errements habituels, qu'en émettant des puissances considérables.

2. Le récepteur idéal [1]

Arrivé à ce stade, il a donc été nécessaire de revenir sur le passé.

Quelle a été la raison du choix du principe des radars classiques ? Il semble bien que si, dans le radar classique, on a pensé à émettre un signal modulé uniquement en amplitude, c'est en grande partie parce que l'état de l'art mettait à la disposition des techniciens, des tubes appelés par la suite « magnétrons »), capables d'émettre des puissances importantes pendant de très courts instants mais impossibles à moduler en fréquence suivant une loi définie.

Dès lors qu'on dispose, comme maintenant, de tubes amplificateurs capables de transmettre n'importe quel type de signal, il n'y a plus aucune raison de se limiter à la seule modulation d'amplitude, et le domaine du radar s'élargit dans un domaine à une dimension supplémentaire.

On peut, a priori, ne plus faire d'hypothèse sur la nature du signal émis, qui peut avoir n'importe quelle forme et que nous appellerons $S(t)$. Si on suppose que le signal reçu d'une cible est identique au signal émis à part un affaiblissement et un retard, ce qui n'est qu'une approximation, on démontre que la meilleure chance de détecter une cible est obtenue en faisant la corrélation du signal reçu $Y(t)$ par un signal identique au signal émis et retardé de tous les retards possibles, c'est-à-dire en calculant :

$$C(t_0) = \int_T Y(t)\, S(t-t_0)\, dt$$

T étant la durée utile du signal émis.

Mais on montre aussi que l'on obtient exactement le même résultat en faisant passer le signal reçu dans un filtre « adapté » au signal émis. Ceci se démontre grâce à un théorème de mathématiques, dit « théorème de convolution ».

3. Choix du type de récepteur

Ainsi donc, au moins tant qu'on n'aura pas trouvé d'autre théorème analogue, et il ne semble pas que ce soit possible, on dispose de deux procédés pour faire un récepteur radar :

— soit l'utilisation de corrélateurs,

— soit l'utilisation d'un filtre adapté.

Quand on utilise des corrélateurs, on a affaire à un radar à corrélation, dont le radar « Pulse Doppler » constitue l'exemple le plus ancien. Quand on utilise un filtre adapté, on a affaire à un radar à filtre adapté, dont le radar classique constitue l'exemple le plus ancien et les radars « CHIRP » à compression d'impulsion, un exemple plus récent.

Le choix entre les deux types de radars dépend de considérations technologiques.

Si le signal émis est constitué par un signal modulé aléatoirement en phase, il est généralement impossible de fabriquer le filtre adapté, et l'on fait usage de corrélateurs.

Si le signal émis est constitué par des impulsions durant lesquelles la fréquence varie linéairement en fonction du temps, il est plus économique d'utiliser un filtre adapté.

Si le signal émis est constitué par un train d'impulsions non modulées en phase, les deux types de récepteurs sont, a priori, possibles et le choix entre eux dépend de la valeur exacte des paramètres de l'émission et de considérations pratiques.

4. Choix du signal à émettre [2]

Si le choix du récepteur dépend de considérations relatives à l'état de l'art et de la nature du signal émis, comment choisir la modulation du signal émis ?

Ce choix dépend de trois considérations :

1) La première est relative à la portée nécessaire, qui fixe non pas la puissance mais l'énergie à émettre pendant la durée de la mesure, énergie qu'il est souvent plus facile d'obtenir avec un temps long et une puissance faible qu'avec une puissance énorme et un temps court.

Pourtant la durée de la mesure est limitée à un maximum qui dépend :

- soit du temps maximal admissible pour avoir le résultat de la mesure,
- soit du temps pendant lequel les paramètres à mesurer sont suffisamment constants, compte tenu de la précision demandée pour leur mesure,
- soit du temps pendant lequel on peut considérer que le signal reçu ne fluctue pas trop, compte tenu du comportement de la cible et du mouvement de l'antenne radar.

2) La deuxième considération est relative à la précision exigée des mesures de distance et de vitesse radiales, précision qui élimine certains signaux à spectre trop étroit (distance radiale imprécise) ou trop courts (vitesse radiale imprécise) ou qui élimine certains signaux donnant des mesures ambiguës.

3) Enfin, la troisième considération tient compte de la force, de la distance radiale et de la vitesse radiale des cibles autres que le cible intéressante, par rapport aux mêmes grandeurs de la cible intéressante. Ce point mérite un commentaire :

Supposons que l'on ait choisi un certain signal d'émission $S(t)$. A ce signal correspond, par une certaine opération mathématique, ce qu'on appelle une fonction d'ambiguïté :

$$\mathcal{A}^2(\theta,F),$$

fontion de la différence θ entre la distance radiale d'une cible étrangère et celle de la cible intéressante, et de la différence F entre la vitesse radiale de cette cible étrangère et celle de la cible intéressante.

Cette fonction $\mathcal{A}^2(\theta, F)$ peut être définie, grosso modo, comme représentant le degré de trouble apporté par la cible parasite à la détection et à la localisation de la cible intéressante.

Connaissant donc la géographie des cibles parasites (le « clutter ») représentée par une fonction :

$$V(\theta, F)$$

donnant la « force » du « clutter » en fonction de θ et de F, le trouble apporté par ces cibles étrangères est représenté par l'intégrale :

$$\iint \mathcal{A}^2(\theta, F) \cdot V(\theta, F)\, d\theta\, dF$$

Il est clair qu'il faut choisir $\mathcal{A}^2(\theta, F)$, donc le signal émis $S(t)$, pour que cette intégrale soit la plus faible possible.

On a donc maintenant les moyens de choisir la modulation optimale du signal émis, après quoi, on peut choisir le type de récepteur à utiliser.

Il faut remarquer que ce travail n'est pas toujours fait complètement car le signal émis dans la direction de la cible est le résultat de la modulation, par l'antenne, du signal à la sortie de l'émetteur. C'est ainsi que, dans un radar panoramique, le mouvement de l'antenne introduit une modulation d'amplitude du signal émis par l'ensemble de l'équipement, et le récepteur doit être adapté non pas à la forme du signal à la sortie de l'émetteur, mais à la forme du signal reçu par la cible, ce qui est très différent.

5. Adaptation du radar à la cible

Par ailleurs, il ne suffit pas de choisir le signal émis $S(t)$ pour minimiser le trouble apporté par le « clutter », c'est-à-dire l'intégrale :

$$\iint \mathcal{A}^2(\theta, F) \cdot V(\theta, F)\, d\theta\, dF$$

mais il faut choisir $S(t)$ pour maximiser la réponse du signal utile, c'est-à-dire la même expression dans laquelle $V(\theta, F)$ représente la géographie de la cible utile. Cette considération n'est pas utile :

— lorsque les dimensions de la cible utile sont faibles vis-à-vis du pouvoir séparateur en distance du radar ;

— et lorsque le spectre Doppler de la cible utile est étroit en comparaison du pouvoir séparateur en fréquence Doppler du radar, ce qui était souvent le cas jusqu'à présent.

Mais il devient très important de tenir compte de cette considération :

— lorsque la cible est très étendue en distance et en vitesse (par exemple, le sol ou la lune)

— ou lorsque le pouvoir de résolution en distance du radar devient très bon,

et ceci conduit à une nouvelle évolution du radar.

En effet, tout ce qui vient d'être dit repose sur l'hypothèse que le signal réfléchi par la cible a la même forme que le signal émis.

Or, en fait, le signal provenant de la cible provient bien du signal d'émission, mais il est modulé par la cible, et il est nécessaire d'utiliser un récepteur adapté non pas au signal émis, mais au signal reçu lorsqu'on émet $S(t)$ sur telle ou telle cible.

La prochaine évolution du radar ira sans doute vers l'utilisation d'un récepteur adapté à telle ou telle cible lorsqu'elle est éclairée par tel signal, émis au moyen de telle antenne, et l'on aura ainsi la possibilité :

— d'obtenir une réponse très améliorée en confort, c'est-à-dire mieux « dégagée » du bruit,

— de n'obtenir de réponse notable que sur telle ou telle cible.

On aboutirait, par exemple à un radar équipé de plusieurs sorties, chaque sortie correspondant à un type donné de cible.

6. Conclusion

On voit la distance qu'il y a entre ce stade avancé et l'empirisme des radars conventionnels à impulsions. Les réalisations actuelles sont encore loin d'avoir épuisé le sujet « radar », et les techniciens pourront, un certain temps encore, s'y pencher utilement.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CARPENTIER M.H. — *Radars théories modernes*, Dunod 1963.

[2] CARPENTIER M.H. — *Radars théories modernes*, compléments, édition de l'ENSAe, 1964.

RÔLE DE LA FONCTION D'AMBIGUITÉ DANS LES RADARS*

PAR

C. SKENDEROFF

Ingénieur à la Cie Française Thomson-Houston

1. Introduction

Le développement des performances des radars modernes, à la fois en distance et en vitesse radiale, exige des moyens mathématiques nouveaux plus synthétiques.

Dans le cadre des radars à filtre adapté ou à corrélation, la fonction d'ambiguïté permet d'une part, d'analyser les performances des signaux les plus sophistiqués dans tous les cas concrets qui se présentent, à la fois en temps et en fréquence Doppler, à l'exclusion de toute autre caractéristique, d'autre part de trouver le signal optimal adapté à un problème donné.

Dans les chapitres suivants, nous définirons la fonction d'ambiguïté comme une généralisation de fonction de corrélation et nous l'appliquerons au problème de la détection de cibles au milieu d'un nuage d'échos parasitaires.

2. Définition de la fonction d'ambiguïté

2.1. Rappels sur les fonctions d'autocorrélation

La corrélation a été introduite et développée pour l'étude des signaux aléatoires.

On définit une fonction d'autocorrélation

$$F(\tau) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} n(t)\, n(t+\tau)\, \mathrm{d}t$$

dans laquelle T tend vers l'infini.

Elle exprime le degré de corrélation entre un signal à l'instant t et le même signal, un instant « τ » plus tard. On peut dire que c'est une mesure de l'interaction de ces deux signaux décalés de « τ ».

On définit un rayon de corrélation τ_0 tel que $F(\tau_0)$ soit nulle ou très faible, ce qui signifie que deux signaux distants de τ_0 sont linéairement indépendants. On dit aussi que $n(t)$ et $n(t+\tau_0)$ sont des fonctions orthogonales.

Si le signal $n(t)$ est blanc, de bande B, on démontre que la fonction $F(\tau)$ a, comme transformée de Fourier, le spectre d'énergie de $n(t)$ et la largeur de $F(\tau)$ à 3 dB vaut $1/B$.

En prenant $\tau_0 = 1/B$, on retrouve l'intervalle d'échantillonnage de Shannon, nécessaire pour obtenir des valeurs indépendantes.

La fonction de corrélation est liée aux problèmes du second ordre, c'est-à-dire de l'énergie. On pourra donc considérer $F(\tau)$ comme une mesure de la puissance d'interaction de signaux décalés de τ.

Ces notions s'appliquent très bien aux signaux déterminés $S(t)$. On définit une fonction d'autocorrélation

$$F(\tau) = \int S(t)\, S(t+\tau)\, \mathrm{d}t$$

dont la transformée de Fourier est égale au carré du module du spectre de $S(t)$, soit $S(f)$.

$$\int F(\tau)\, e^{-2\pi j f \tau} \mathrm{d}t = |S(f)|^2$$

On en déduit que $|F(\tau)| = F(-\tau)|$ et que $|F(\tau)| \leqslant F(0)$.

Pour $\tau = 0$, $F(0) = \int S^2(t)\, \mathrm{d}t = E$, énergie du signal.

$F(\tau)$ représente une énergie d'interaction entre deux signaux distants de τ.

La valeur $\tau_0 = 1/B$ pour laquelle $F(\tau)$ perd la moitié de sa valeur maximale $F(0)$ définira un inter-

* Conférence prononcée le 20 janvier 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 9e section de la S.F.E.R.

valle minimal nécessaire pour discerner deux signaux : c'est en quelque sorte une mesure du pouvoir de résolution du signal.

Cette notion de pouvoir de résolution rejoint celle qui détermine des échantillons indépendants.

Retenons de ces quelques remarques qu'une fonction d'autocorrélation :

— présente un maximum en $\tau = 0$, $F(0) = E$,

— a comme transformée de Fourier $|S(f)|^2$,

— est symétrique en module $|F(\tau)| = |F(-\tau)|$,

— mesure l'énergie d'interaction de deux signaux distants de τ,

— définit un pouvoir de résolution.

2.2. Filtre adapté et corrélation

2.2.1. *Définition du filtre adapté*

Etant donné un signal $e(t)$, fonction du temps, $E(f)$ sa transformée de Fourier, accompagné d'un bruit blanc, gaussien, stationnaire, de densité spectrale N_0 (puissance par Hz), il existe, parmi tous les filtres récepteurs possibles, un filtre qui réalise le meilleur rapport signal/bruit en sortie. On l'appelle le filtre adapté au signal.

Rappelons que nous prenons comme rapport signal/bruit le rapport entre la puissance crête du signal et la puissance quadratique moyenne du bruit.

Le filtre est défini par sa fonction de transfert $H(f)$ et sa réponse impulsionnelle $h(t)$.

On démontre que l'on a :

$$H(f) = k\,E^{\times}(f)\,e^{-2\pi j f t_0}$$

soit :

$$h(t) = k'\,e^{\times}(t+\tau_0)$$

Montrons, avec un raisonnement simple, que ce résultat optimise effectivement le rapport signal à bruit en sortie et remarquons que la bande de fréquences du filtre est identique à celle du signal.

En prenant un filtre à bande plus large que celle du signal, le récepteur capte davantage de bruit sans augmenter le signal ; le rapport signal/bruit est plus faible.

En prenant une bande passante plus étroite que la bande du signal, la puissance du bruit diminue proportionnellement à la bande, le signal diminue en énergie d'un même pourcentage mais comme sa bande est plus étroite, il s'étale davantage dans le temps, et sa puissance crête diminue comme le carré de la bande ; le rapport signal/bruit diminue donc encore.

On peut démontrer rigoureusement cette propriété.

La valeur maximale de ce rapport est égale à : $R = 2E/N_0$, E étant l'énergie du signal.

C'est un des paramètres les plus importants intervenant dans les performances du radar à filtre adapté.

Remarque 1

Si le bruit à l'entrée n'était pas blanc mais avait une répartition spectrale d'énergie $N^2(f)$, on peut montrer que le filtre adapté est défini par :

$$H(f) = k\,\frac{E^{\times}(f)\,e^{-2\pi j f t_0}}{N^2(f)}$$

Remarque 2

Si R_e est le rapport signal/bruit à l'entrée du filtre, B la bande du signal, T sa durée, $e^2(t)$ sa puissance moyenne, nous avons :

$$R_s = \frac{e^2(t)\cdot T}{N_0} = R_e\ BT$$

2.2.2. *Signal de sortie du filtre adapté*

Soit $S(t)$ le signal de sortie du filtre adapté, et $S(f)$ sa transformée de Fourier, on aura :

$$\begin{aligned} \Delta(\tau) &= \int e(t)\,h(\tau-t)\,dt \\ h(t) &= e^{\times}(\tau_0-t) \\ S(\tau') &= \int e(t)\,e^{\times}(t+\tau')\,dt \\ S(f) &= E(f)\cdot H(f) = |E(f)|^2 \end{aligned}$$

Le signal de sortie est donc la fonction d'autocorrélation complexe du signal d'entrée. Sa transformée de Fourier est égale au carré du module de la transformée de Fourier du signal d'entrée.

Ce signal de sortie est donc symétrique en module autour de $\tau = 0$. Son spectre ne contient plus de modulation de phase. La modulation de phase spectrale du signal d'entrée est éliminée par la modulation inverse apportée par le filtre adapté.

Nous constatons donc qu'un premier avantage de la corrélation consiste à obtenir le meilleur rapport signal/bruit en sortie d'un filtre, et que, réciproquement, l'étude des signaux de sortie des filtres adaptés dépend étroitement de l'étude des fonctions d'autocorrélation dans le domaine du temps (fig. 1 et 3).

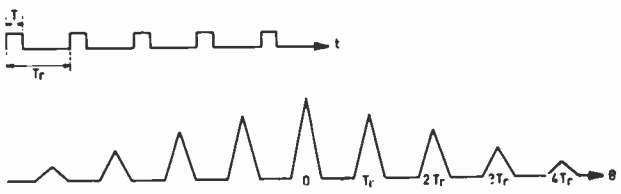


Fig. 1. — Fonction d'autocorrélation d'un train d'impulsions.

2.2.3. *Influence de l'effet Doppler sur le signal de sortie*

Considérons un filtre toujours adapté au même signal $e(t)$ mais le signal qui se présente à l'entrée est

affecté d'un effet Doppler assimilé à une translation en fréquence v. Cette approximation n'est valable que si le rapport de la bande occupée par le signal à la fréquence d'émission est faible.

Nous écrivons :

$$e_v(t) = e(t)\, e^{-2\pi j v t}$$

Le signal de sortie s'écrit :

$$S(t, v) = \int e(\tau)\, e(\tau + t)\, e^{-2\pi j v t} \mathrm{d}t \qquad \text{(fig. 2)}$$

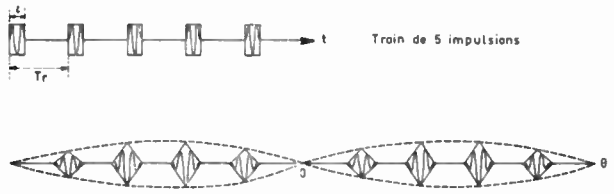


FIG. 2. — Signal de sortie du filtre adapté effet Doppler : $v = \dfrac{1}{5\,Tr}$

Remarquons qu'on peut transformer $S(t, v)$ à l'aide des transformées de Fourier :

$$S(t, v) = \int E(f)\, E^{\times}(f + v)\, e^{-2\pi j v t}\ \mathrm{d}f$$

Si on observe à l'instant $t = 0$ ce qui se passe, on trouve :

$$S(0, v) = \int E(f)\, E^{\times}(f + v)\, \mathrm{d}f$$

c'est-à-dire une fonction d'autocorrélation, mais en fréquence cette fois-ci.

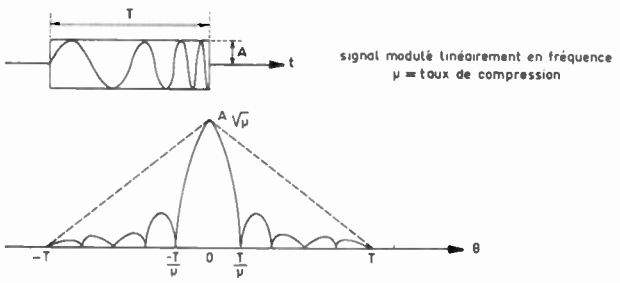


FIG. 3. — Fonction d'autocorrélation d'un signal modulé linéairement en fréquence.

Or, $S(t, v)$ dépend à la fois de la fréquence et du temps, on peut le représenter sous forme de surface avec, comme axes de coordonnées, le temps t, la fréquence v et l'amplitude $|S(t, v)|$. Cette surface s'appelle « diagramme d'ambiguïté du système » et $S(t, v)$ s'appelle la fonction d'ambiguïté (introduite par WOODWARD). C'est une fonction d'autocorrélation conjuguée en temps et en fréquence. Comme elle jouit de propriétés remarquables, nous allons l'étudier maintenant en détail.

Nous l'appellerons :

$$A(\theta, v) = \int e(t)\, e^{\times}(t + \theta)\, e^{-2\pi j v t} \mathrm{d}t$$

ou encore :

$$\int E(f)\, E^{\times}(f + v)\, e^{-2\pi j f \theta} \mathrm{d}f$$

Certains auteurs appellent fonction d'ambiguïté le carré du module $|A(\theta, v)|^2$.

2.3. FONCTION D'AMBIGUITÉ

2.3.1. *Description. Signification physique*

Avant d'analyser les propriétés de cette surface, décrivons l'allure des différentes coupes.

a) *Signification du point :* $\theta = 0 \qquad v = 0$

Ce sont les coordonnées du filtre adapté, prises comme référence. Cela veut dire que le filtre est adapté à une fréquence Doppler fixée f_{da} ($v = f_d - f_{da}$) et à une distance donnée t_a ($\theta = t - t_a$).

Ce sont aussi, par conséquent, les coordonnées d'une cible à une distance t_a et une fréquence Doppler f_{da}.

L'axe des θ peut donc être considéré comme l'axe des écarts en distance d'une cible par rapport à la cible adaptée ou par rapport au filtre et l'axe des v, comme l'axe des écarts en fréquence Doppler d'une cible par rapport à la cible de référence ou par rapport au filtre.

La fonction d'ambiguïté est donc caractéristique soit d'une cible par rapport au filtre considéré, soit de plusieurs cibles par rapport à la cible de référence.

La fonction d'ambiguïté a donc une signification différentielle et son diagramme absolu réel serait représenté par la figure 4.

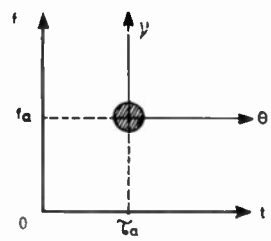


FIG. 4.

Remarquons que quand nous supposons le filtre adapté à une distance θ particulière, cela ne veut pas dire que ce filtre ne réagit pas normalement à un signal écho survenant à un instant $\theta + \theta'$ mais que nous observons uniquement ce qui sort du filtre adapté à un instant (ou une distance) θ parfaitement défini. C'est là une différence essentielle entre les corrélateurs et les filtres adaptés.

b) *Coupes à* v = *Constante*

$$A(\theta, v_0) = \int e(t)\, e^{\times}(t + \theta)\, e^{-2\pi j v_0 t} \mathrm{d}t$$

Pour $v = 0$, on retrouve la fonction d'autocorrélation complexe dans le temps.

$$A(\theta, 0) = \int e(t)\, e^{\times}(t+\theta)\, \mathrm{d}t$$

Il y a deux interprétations physiques soulignant chacune un aspect particulier :

— La première est celle qui correspond à notre façon d'introduire la fonction d'ambiguïté : $A(\theta, 0)$ correspond à l'allure du signal de sortie du filtre adapté quand le signal entrée est à la même fréquence que le filtre ; $A(\theta, v_0)$ est l'allure du signal de sortie quand la fréquence du signal d'entrée est différente de v_0 de la fréquence centrale du filtre.

— La deuxième interprétation est liée à la nature même d'une fonction de corrélation. $A(\theta, 0)$ indique l'interaction du signal de référence avec un signal distant de θ, c'est aussi l'action de ce signal sur le filtre de référence ; $A(\theta, v_0)$ indique l'interaction du signal de référence avec un signal différent de θ en temps et de v_0 en fréquence, c'est aussi l'action de ce dernier signal sur le filtre adapté de référence.

c) *Coupes à $\theta = 0$*

Pour $\theta = 0$, on obtient la fonction d'autocorrélation complexe en fréquence :

$$A(0, v) = \int E(f)\, E^{\times}(f+v)\, \mathrm{d}f$$

C'est également la transformée de Fourier du carré de l'enveloppe du signal :

$$A(0, v) = \int |e(t)|^2\, e^{-2\pi j v t} \mathrm{d}t$$

$A(0, v)$ jouit des propriétés attachées aux fonctions d'autocorrélation : $A(0, v)$ est maximale pour $v = 0$, symétrique en module. $A(0, v)$ représente l'interaction du signal de référence avec un signal à même distance mais différent de v en fréquence, c'est aussi le résultat de l'action de ce signal sur le filtre de référence.

$A(\theta_0, v)$ rejoint la définition précédente.

d) *Coupes à $A(\theta, v) = C^{te}$*

Si on coupe la surface par des plans horizontaux, on décèle l'existence de pics qui sont à l'origine des ambiguïtés.

On peut résumer ceci en disant que $A(\theta, v)$ représente la tension de sortie d'un filtre centré sur $v = 0$, observée à l'instant $\theta = 0$ quand le signal d'entrée possède les coordonnées θ et v.

Le module du carré $|A(\theta, v)|^2$ représente donc une puissance instantanée, correspondant à l'interférence (ou interaction) de la cible $\theta = v = 0$ sur la cible θ, v à travers un filtre ($\theta = 0, v = 0$).

2.3.2. *Propriétés quantitatives*

Le volume compris sous le carré de la surface d'ambiguïté est constant et égal à $(2E)^2$. ($2E$ représente l'énergie du signal d'entrée) :

$$\iint |A(\theta, v)|^2\, \mathrm{d}\theta\, \mathrm{d}v = (2E)^2$$

Ce résultat est très important, il montre qu'une modification quelconque du signal pour améliorer une région de la surface d'ambiguïté sera automatiquement associée à une modification en sens inverse en un autre point de la surface.

L'amplitude crête maximale de la surface est constante et égale à $(2E)^2$ et se situe au point $\theta = v = 0$.

$$|A(0,0)|^2 = (2E)^2$$

C'est le point le plus haut de la surface.

La fonction d'autocorrélation en temps ne dépend que du carré du module du spectre du signal, et pas de la phase spectrale :

$$A(\theta, 0) = \int e(t)\, e^{\times}(t+\theta)\, \mathrm{d}t = \int |E(f)|^2\, e^{-2\pi i f \theta}\, \mathrm{d}f$$

La fonction d'autocorrélation en fréquence ne dépend que de l'enveloppe du signal d'entrée et pas de sa modulation de phase :

$$A(0, v) = \int E(f)\, E^{\times}(fv)\, \mathrm{d}f = \int |e(t)|^2\, e^{-2\pi j v t}\, \mathrm{d}t$$

3. Applications de la fonction d'ambiguïté

Considérons l'ensemble formé d'un nuage de particules réfléchissantes à densité cubique uniforme, et d'une cible se mouvant avec une vitesse très différente de celle des particules, soit v_0 la différence de fréquence.

Nous voulons choisir un signal tel que le rapport du signal écho de cible sur la somme des échos des particules au même instant soit le plus grand possible.

3.1. Une impulsion rectangulaire isolée

Si nous prenons une seule impulsion rectangulaire d'amplitude A, nous recevons à un instant $\theta = 0$ à la sortie du filtre adapté un signal triangulaire.

Si σ_0 est la surface équivalente de la cible et $\sigma(\tau)$, la densité de « Clutter » par distance, le signal écho de cible est proportionnel à :

$$\sigma_0 |A(0,0)|^2$$

Le signal écho du « Clutter » est proportionnel à :

$$\int \sigma'(\tau) |A(\tau, 0)|^2\, \mathrm{d}\tau$$

Le rapport vaut (si $\sigma'(\tau) = \text{constante} = \sigma'$) :

$$\rho = \frac{\sigma_0}{\sigma' \tau} \qquad \text{(fig. 5)}$$

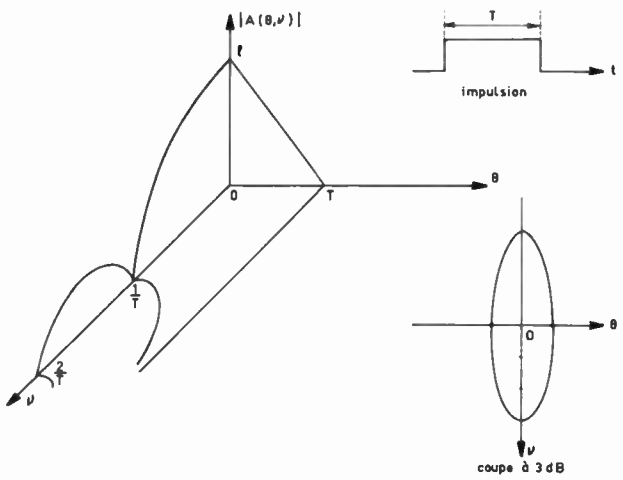


FIG. 5. — Fonction d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire.

3.2. DEUX IMPULSIONS RECTANGULAIRES DISTANTES DE $\Delta T = \dfrac{1}{2\nu_0}$

Dans ce cas, le « Clutter » situé au niveau de la cible est éliminé par effet Doppler ; il reste des échos de « Clutter » de contamination, situés à des distances $\pm\ \Delta T$ de la cible.

On trouve que, pour $\sigma'(\tau)$ constant

$$\rho = \frac{\sigma_0 |A(0,0)|^2}{\int \sigma'(\tau)\, A(\tau, \nu_0)\, dt} = \frac{4\sigma_0}{2\sigma'} = 2\frac{\sigma_0}{\sigma'}$$

On gagne 3 dB (fig. 6).

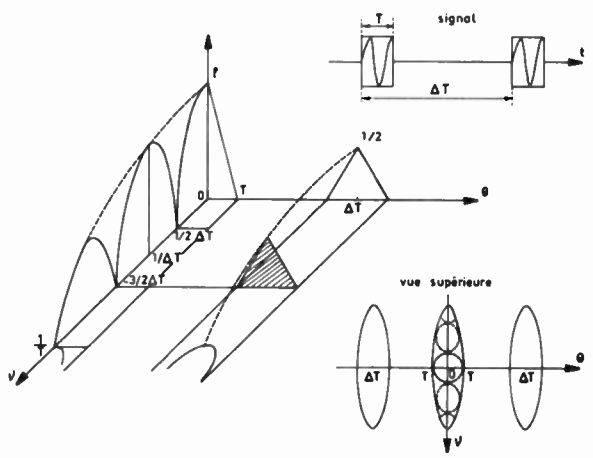


FIG. 6. — Fonction d'ambiguïté de deux impulsions de même porteuse.

3.3. DEUX IMPULSIONS RECTANGULAIRES DISTANTES DE $\Delta T = 1/2\ \nu_0$ DE PORTEUSE DIFFÉRENTE (Δf)

En cherchant à éliminer la contamination en différenciant des impulsions, on retrouve le « Clutter » situé au niveau de la cible :

$$\rho = \frac{\sigma_0 |A(0,0)|^2}{\int \sigma'(\tau)\, A(\tau, \nu_0)\, dt} = \frac{4\sigma_0}{2\sigma'} = 2\frac{\sigma_0}{\sigma'}$$

On ne gagne plus rien. On bute sur un compromis inévitable dû à la constante du volume d'ambiguïté. On ne peut plus supprimer les ambiguïtés, on ne peut que les déplacer (fig. 7).

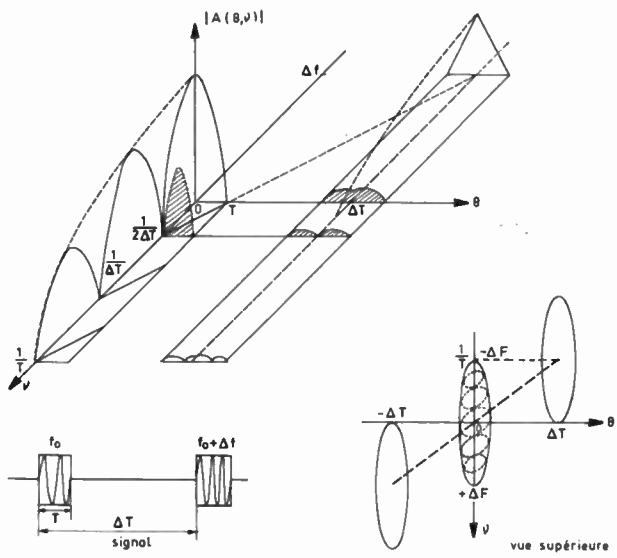


FIG. 7. — Fonction d'ambiguïté de deux impulsions de porteuse F_0 et $F_0 + \Delta F$.

4. Conclusion

L'emploi de la fonction d'ambiguïté montre certains compromis inévitables dus au fait que le volume d'ambiguïté est constant.

La fonction d'ambiguïté constitue un très bon outil de synthèse des performances radars en distance et en Doppler et représente aussi un outil de recherche du signal optimal adapté au problème posé, c'est un moyen de traduire le problème en équations et de s'approcher de la solution optimale en évitant de longs et coûteux tâtonnements.

SIGNAUX RADAR ET AMBIGUITÉ *

PAR

A. ADAMSBAUM

Chef de Département à ELECMA

La notion d'ambiguïté n'est guère apparue dans la littérature avant l'étude, la réalisation et l'exploitation des radars à compression d'impulsions par modulation linéaire de fréquence.

Cette technique est d'ailleurs avant tout un produit de la course aux grandes puissances : son utilisation a permis aux ingénieurs de sauter la barrière que leur imposait la limitation de la puissance crête des tubes. Ils pouvaient, grâce à elle, obtenir librement à la fois de grandes portées et de très bons pouvoirs discriminateurs en distance.

Très rapidement, on a découvert que le procédé possédait d'autres avantages et aussi, bien sûr, des inconvénients, notamment du point de vue de cette notion d'ambiguïté.

Nous commencerons donc par examiner les propriétés d'un signal modulé linéairement en fréquence.

Après un bilan critique du comportement d'un tel signal, nous étudierons deux autres types de signaux, avant d'apporter une conclusion, toute provisoire, au problème de la recherche des signaux radar du point de vue de l'ambiguïté.

1. Compression d'impulsions « linéaire »

Le principe de la compression d'impulsions « linéaire » est connu depuis quelques années.

Au lieu d'émettre dans l'espace une tranche de sinusoïde pure (fig. 1*a*) on envoie une tranche de même durée T d'un signal modulé linéairement en fréquence (fig. 1*b*).

La largeur spectrale d'une telle impulsion est très voisine de l'écart B entre les fréquences instantanées maximale et minimale, pourvu que cette valeur B soit sensiblement supérieure à $1/T$, ce qui est vrai dans tous les cas pratiques intéressants.

Contrairement à ce qui se passe dans les radars à impulsions classiques pour lesquels la largeur spectrale et la durée de l'impulsion sont liées par la contrainte $B_T \simeq 1$, B et T sont ici deux paramètres indépendants dont le produit $B_T = K$ est devenu un paramètre nouveau.

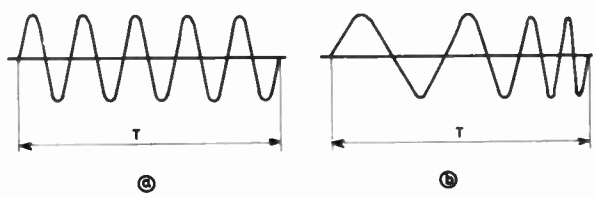


FIG. 1

Rappelons — ce qui fait d'ailleurs tout l'intérêt du procédé — que des filtres dispersifs de réalisation relativement simple permettent de comprimer une telle impulsion.

Il s'agit de filtres, réalisables sous diverses formes, dont l'affaiblissement est constant dans la bande utile, alors que le temps de propagation de groupe τ_g varie suivant une loi linéaire en fonction de la fréquence (fig. 2).

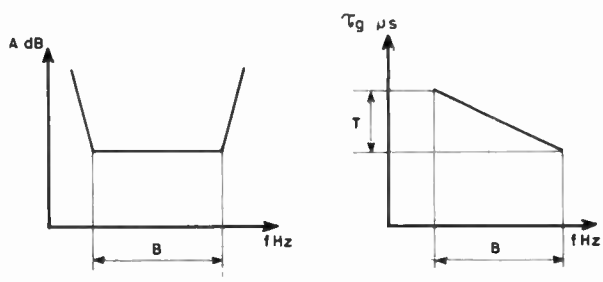


FIG. 2. — Courbes caractéristiques d'un filtre dispersif pour compression linéaire d'impulsions.

* Conférence prononcée le 20 janvier 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 9e section de la SFER.

Une grande partie des travaux dont les résultats sont exposés ici a été réalisée sous contrat du Service Technique des Télécommunications de l'Air. Nous tenons à remercier la Direction et les Ingénieurs de cet organisme dont la dynamique collaboration nous a été extrêmement précieuse.

On peut comprendre le phénomène par un raisonnement simple (mais exact) :

Lorsque l'impulsion modulée en fréquence passe dans un tel filtre, les fréquences élevées de son spectre « rattrapent » les fréquences basses qui subissent un retard plus grand. Toute l'énergie finit ainsi par se regrouper dans un intervalle de temps égal à $1/B$. L'impulsion a été comprimée dans le rapport K.

Il faut pour cela que le filtre soit adapté à l'impulsion, c'est-à-dire que :

a) sa bande passante soit suffisante,

b) la pente du filtre corresponde à celle du signal.

En pratique, il apparaît des lobes secondaires d'origines diverses que l'on peut réduire par des artifices aujourd'hui bien connus.

Le rapport de compression K peut atteindre couramment des valeurs de l'ordre de 100, on trouve même dans la littérature technique des exemples de rapports de l'ordre de quelques milliers.

L'impulsion modulée en fréquence peut être créée, soit par un procédé actif (oscillateur modulé en fréquence), soit par un procédé passif. Dans ce dernier cas, on fait passer une impulsion non modulée en fréquence, de spectre B, donc de largeur T/K, dans un filtre dont le temps de propagation de groupe τ'_g soit tel que, à toutes les fréquences

$$\tau_g + \tau'_g = \text{Cte.}$$

1.1. Propriétés d'un signal modulé linéairement en fréquence

1.1.1. *Bilan énergétique*

Le bruit, signal à phase aléatoire, n'est pas affecté par la compression : le rapport

$$\frac{\text{Puissance crête de signal}}{\text{Puissance de bruit}}$$

est donc amélioré par la compression d'impulsions dans le rapport de compression K.

Tout se passe, à ce point de vue, comme si nous avions utilisé une impulsion K fois plus courte et de puissance crête K fois plus élevée que celle réellement émise, l'énergie émise restant, bien entendu, inchangée.

Considérons, par exemple, un émetteur radar dont l'amplificateur final est capable d'émettre 100 joules par impulsion de 10 μs (10 MW crête).

Si nous recherchons un pouvoir de résolution de 15 m, il faut émettre des impulsions de 0,1 μs. La puissance crête nécessaire, dans ces conditions, atteint 1 000 MW. Elle est irréalisable actuellement.

Une compression d'impulsions de rapport 100 permet, sans changer les caractéristiques de l'émetteur, d'obtenir la résolution de 15 m.

1.1.2. *Comportement en présence d'effet Doppler*

En première approximation, l'effet Doppler se manifeste par un décalage de fréquence du signal v.

La figure 3 montre que :

a) le spectre utile est tronqué par l'une des extrémités de la bande passante du filtre.

b) le décalage de fréquence v entraîne une variation $d\tau$ du retard subi par chacune des composantes de spectre qui se regroupent néanmoins comme auparavant.

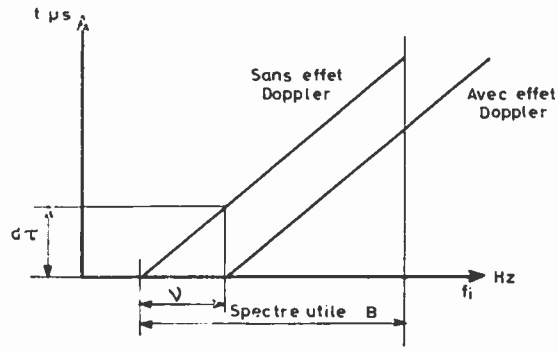


Fig. 3. — Variation de la fréquence instantanée dans l'impulsion avec et sans effet Doppler.

On voit sur la figure que $d\tau = \mu v$,

si μ est la pente de la modulation de fréquence :

$$\frac{df}{d\tau} = \mu .$$

Donc lorsque le radar à compression d'impulsions nous donne une mesure d'intervalle de temps t, nous ne pouvons qu'en déduire :

$$t = t_0 + \mu v ,$$

si t_0 et v sont respectivement l'intervalle de temps réel correspondant à la distance de la cible et sone ffet Doppler.

Nous nous trouvons ainsi devant une ambiguïté car pour connaître la position d'un mobile, nous devons connaître sa vitesse et inversement.

Cet effet n'est heureusement pas toujours prépondérant : c'est ainsi que, dans le cas du radar envisagé ci-dessus, on trouve pour une cible volant à Mach 2 et pour une fréquence de l'ordre de 3 000 MHz, que l'erreur commise n'excède pas 0,01 μs, soit le dixième environ du pouvoir de résolution.

Si nous observions des engins rapides ou des satellites avec ce même radar, l'erreur ainsi introduite atteindrait facilement le double du pouvoir de résolution du radar.

Un remède consiste à changer à chaque récurrence le sens de la modulation de fréquence en même temps que le sens de dispersion du filtre.

Le décalage de l'écho d'une cible déterminée a lieu alors alternativement dans un sens puis dans l'autre. Les ensembles de deux impulsions obtenus

sont centrés sur la distance correcte de la cible et leur écart est une mesure de l'effet Doppler.

Il faut noter que ce palliatif est difficile à mettre en application dans le cas où les échos sont nombreux. On ne sait plus alors associer deux à deux les suites d'impulsions.

D'autres procédés, dont les propriétés générales sont analogues, font appel à l'émission successive de deux impulsions proches dans le temps et modulées en sens inverse.

1.1.3. *Diagramme d'ambiguïté d'une impulsion modulée en fréquence*

Le diagramme d'ambiguïté de l'impulsion modulée en fréquence (fig. 4) résume parfaitement le comportement de ce signal en présence de cibles mobiles. Sa section horizontale est un contour en forme d'ellipse dont les axes sont inclinés.

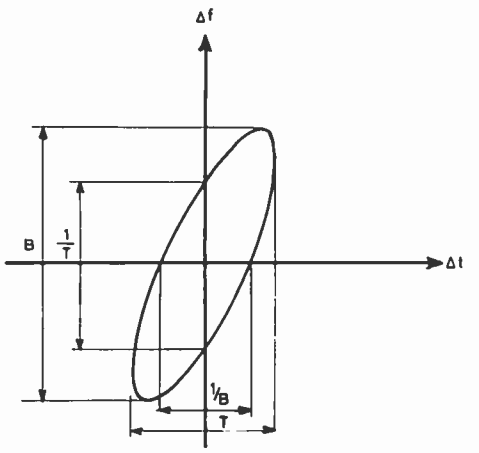


FIG. 4. — Contour d'ambiguïté d'une impulsion modulée linéairement en fréquence.

Lorsque la distance de la cible est connue, le pouvoir discriminateur en fréquence est donné par une section parallèle à l'axe des fréquences du contour d'ambiguïté : c'est l'inverse du temps de mesure τ. Lorsque la vitesse de la cible est connue — c'est le cas où l'on observe des avions avec le radar que nous avons pris comme exemple — le pouvoir discriminateur en temps est égal à l'inverse du spectre utile B.

1.2. CONCLUSION

De mise en œuvre relativement simple, la modulation de fréquence linéaire d'un signal impulsionnel permet de diminuer dans des proportions considérables la puissance crête d'un radar.

Toutefois, son emploi entraîne des ambiguïtés gênantes dès que l'effet Doppler dépasse le pouvoir discriminateur en vitesse, c'est-à-dire que le système devient capable de discriminer des vitesses.

Dans le cadre de travaux éternels sur l'élimination des échos fixes, de nombreux chercheurs se sont efforcés de définir des signaux tels que ces ambiguïtés soient, sinon éliminées, du moins rejetées à l'extérieur du domaine de mesure.

En général, de tels signaux sont moins facilement exploitables que le signal impulsionnel simple ou modulé linéairement en fréquence. Il existe toutefois deux méthodes qui permettent, au moins théoriquement, de réaliser la réception adaptée de signaux quelconques :

— la corrélation,

— l'utilisation de lignes à retard à prises, telle qu'elle a été décrite par TURIN [1].

Nous donnons ci-dessous le résultat de réflexions concernant deux signaux particulièrement intéressants : la modulation de fréquence « parabolique » et le bruit.

2. Modulation de fréquence « parabolique »

Considérons un filtre dispersif de bande passante B dont la courbe temps de propagation de groupe/fréquence est une portion de parabole (fig. 5).

Faisons passer dans ce filtre une impulsion de largeur spectrale B centrée sur la fréquence correspondant au sommet de la parabole.

Le signal de sortie est une impulsion longue modulée en phase. Son produit BT est l'aire du rectangle circonscrit à la portion utile de la parabole.

Le filtre adapté à ce signal est le filtre dispersif complémentaire du précédent de telle sorte que, pour chaque fréquence de la bande passante, l'ensemble des deux filtres se comporte comme un retard constant.

Un effet Doppler, assimilable à un décalage de fréquence a pour conséquence un décalage de l'une des paraboles par rapport à l'autre suivant l'axe des abscisses. La droite représentant la somme des retards devient alors une oblique dont le coefficient angulaire est proportionnel au décalage en fréquence. Une batterie de filtres linéaires permet donc la mesure de l'effet Doppler.

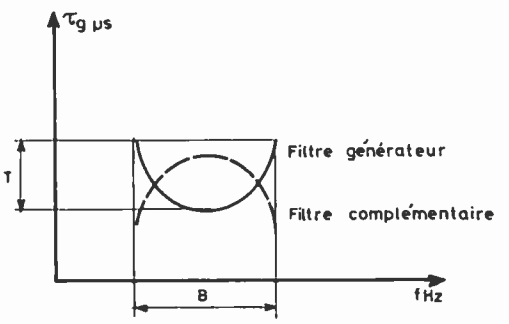


FIG. 5. — Filtre parabolique

Ce système paraît, à première vue, exempt des défauts propres à la compression linéaire. En fait, l'étude théorique du diagramme d'ambiguïté du

signal fait apparaître les caractéristiques suivantes :

— un effet Doppler sensiblement supérieur à l'inverse de la durée de l'impulsion longue entraîne essentiellement l'apparition, à la sortie du filtre parabolique, de deux lobes triangulaires (fig. 6),

— l'intervalle de temps qui sépare les pointes de ces impulsions triangulaires est proportionnel à Δf,

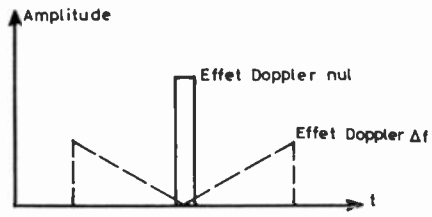


FIG. 6. — Effet d'un décalage Doppler dans le cas de la modulation parabolique.

— le rapport entre l'amplitude maximale de ces impulsions, par rapport à celle de l'impulsion correspondant à un effet Doppler nul, est une fonction décroissante de cet effet Doppler,

$$A \simeq \frac{1}{\sqrt{2T\Delta f}} \quad \text{pour } \Delta f > \frac{1}{T}$$

— le diagramme d'ambiguïté est donc formé de deux monts allongés passant par l'origine où ils atteignent leur valeur maximale (fig. 7).

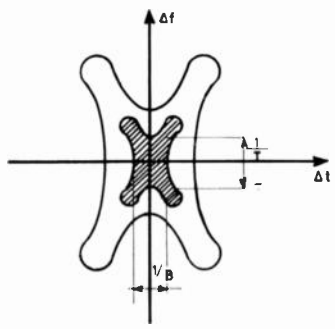


FIG. 7. — Diagramme d'ambiguïté d'un signal modulé en parabole.

2.1. CONCLUSION

Au prix d'une complexité notable de mise en œuvre, le signal « parabolique » apporte essentiellement un vrai pic à l'origine. La confusion entre deux cibles proches de même surface équivalente a diminué.

Toutefois, la décroissance en $\frac{1}{\sqrt{\Delta f}}$ des effets d'ambiguïté reste relativement lente.

3. Signal aléatoire

Nous examinerons maintenant, du point de vue de l'ambiguïté, les propriétés d'un radar exploitant un signal aléatoire. Un tel radar utilise obligatoirement la corrélation car il est impossible de réaliser un filtre adapté à un signal constamment variable.

Partons donc d'un bruit blanc-gaussien pour fixer les idées. Le radar utilise une largeur spectrale limitée de ce bruit B pendant un temps limité qui est égal au temps d'intégration choisi T.

On sait que la fonction d'auto-corrélation d'une telle tranche de bruit (amplitude S en fonction du décalage τ) est une courbe en cloche dont la largeur est égale au diamètre de corrélation $1/B$ [2].

Au delà de cette valeur, la décorrélation croît rapidement jusqu'à la valeur BT.

Puis, lorsque $|\tau|$ augmente encore, l'intervalle de temps commun aux deux signaux s'amenuise pour devenir nul dès que $|\tau|$ dépasse la durée du signal. La fonction d'auto-corrélation correspondante est représentée figure 8.

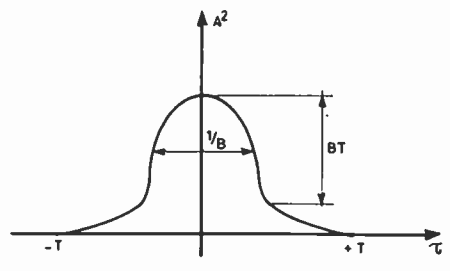


FIG. 8. — Auto-corrélation d'un signal aléatoire pendant un temps limité.

Nous avons ainsi établi la coupe selon l'axe des τ de la surface d'ambiguïté.

Nous savons, par ailleurs, que le produit par lui-même d'un bruit de ce type est formé d'un terme constant S et d'un terme fluctuant S' dont le spectre s'étend de $-B$ à $+B$.

Le filtre intégrateur $T = 1/b$, isole ce terme constant et la partie du terme fluctuant comprise dans la bande passante b (constante de temps $1/b$). Lorsque l'un des termes du produit subit un décalage de fréquence variable, nous obtenons la coupe suivant l'axe des f de la surface d'ambiguïté (fig. 9).

Son pic, de hauteur BT par rapport au piédestal, rend très intéressante la surface d'ambiguïté d'un signal aléatoire.

On peut, en effet, réaliser simplement des produits BT de l'ordre de 50 ou 60 dB (10 MHz et 0,01 s par exemple). Un tel signal est ainsi capable de discriminer aisément des cibles de surfaces équivalentes très différentes à condition que leurs vitesses ou leurs distances soient suffisamment différentes pour que le pic central ne puisse les contenir toutes les deux.

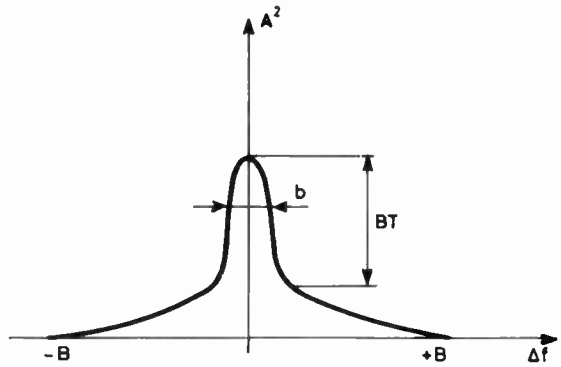


FIG. 9. — Coupe suivant l'axe des ΔF de la surface d'ambiguïté d'un signal aléatoire.

L'existence d'un piédestal très large présente toutefois un inconvénient grave dans le cas, très important en pratique, où l'on cherche à distinguer une cible mobile sur un fond d'échos fixes importants. Dans ce cas, en effet, le piédestal intègre l'énergie renvoyée par chacun de ces échos fixes qui, malgré leur atténuation dans le rapport *BT*, peuvent parfois donner un niveau total supérieur au niveau de la cible recherchée.

4. Conclusion générale

L'ambiguïté ne se laisse pas réduire. Nous avons pu croire un instant que le signal aléatoire répondait à tous les espoirs. En fait, il ne répond qu'à certains.

Il ne semble pas aujourd'hui que l'on puisse définir un signal optimal capable de résoudre tous les problèmes. Lorsque nous réussissons à faire disparaître l'ambiguïté dans une certaine zone du diagramme, elle reparaît ailleurs.

Toutefois, nous pouvons raisonnablement nourrir l'espoir d'être capables un jour, quel que soit le problème posé, de définir la répartition la plus judicieuse de cette encombrante ambiguïté. Il ne restera plus alors qu'à imaginer un système physique capable d'engendrer et d'exploiter le signal ainsi défini, souhaitons que ce soit le problème le plus simple !

BIBLIOGRAPHIE

[1] TURIN. — An introduction to matched filters, *IRE Transactions on Information Theory*, vol. IT.6, p. 311, juin 1960.

[2] CARPENTIER M. — *Radars, Théories Modernes*, éd. Dunod, 1963.

APPLICATION AUX ANTENNES DE LA THÉORIE DU SIGNAL*

PAR

S. DRABOWITCH

Chef de service "Antennes"
Compagnie Française Thomson Houston

1. Introduction

Le but de cet exposé est de montrer comment les principales conclusions des théories modernes du radar à propos de la mesure des distances et des vitesses sont transposables dans le domaine des antennes à propos des mesures angulaires.

Cette transposition se fait facilement grâce aux méthodes d'analyse des systèmes linéaires et en particulier, grâce à l'emploi de la notion de « fréquences spatiales ».

Après un bref rappel de l'introduction progressive de l'analyse harmonique en électricité, en mécanique et en optique, nous donnerons quelques exemples d'application de cette méthode aux antennes radar, notamment l'expression de la précision angulaire d'une antenne en fonction du rapport signal/bruit et un exemple de « compression angulaire », analogue à la compression d'impulsion des signaux temporels.

Mais au-delà de ces exemples particuliers, il faut voir, dans l'utilisation d'un langage commun à diverses techniques (antennes, circuits, servomécanismes, etc.), une plus grande facilité pour concevoir un système radar comme un tout dans lequel, en particulier, les propriétés directives résultent de l'ensemble de l'antenne proprement dite et des circuits d'exploitation qui y sont associés.

1.1. L'analyse harmonique en électricité et en mécanique

Si l'on observe l'évolution des techniques depuis quelques décennies, on est frappé par l'existence de deux mouvements apparemment inverses : d'une part, une spécialisation de plus en plus poussée des techniques et des chercheurs dans les applications, d'autre part, une tendance à une unification de plus en plus grande dans les principes. Le développement de la théorie du signal, notamment dans le cas des systèmes linéaires stationnaires, est particulièrement typique à cet égard.

La notion de système linéaire stationnaire — dont nous rappellerons plus loin la définition précise — s'est dégagée progressivement à mesure que les méthodes de l'analyse harmonique (ou fréquentielle) se développaient dans les diverses branches de la technique : électricité, radioélectricité, mécanique des systèmes asservis, optique, antennes de radioastronomie et de radar.

En électricité, la notion de fréquence devint familière avec la manipulation des courants alternatifs : les appareils « linéaires » avaient la propriété de transformer un signal d'entrée sinusoïdal en un signal de sortie également sinusoïdal dont la phase et l'amplitude caractérisent l'« impédance » (ou l'« admittance ») du système. Cette conception permit de généraliser la loi d'Ohm aux courants alternatifs :

$$\text{Signal de sortie (sinusoïdal)} = \text{Signal d'entrée (sinusoïdal)} \times \text{Admittance (ou coefficient de transfert)}$$

D'autre part, la décomposition spectrale des signaux périodiques non sinusoïdaux au moyen de la série de Fourier en une somme de sinusoïdes permit encore de généraliser cette loi qui prit la forme suivante :

$$\text{Spectre du signal de sortie} = \text{Spectre du signal d'entrée} \times \text{fonction de transfert.}$$

Cette loi se généralise encore aux signaux non périodiques au moyen de l'intégrale de Fourier qui définit un spectre continu de fréquence. Permettant ainsi l'étude des formes d'ondes les plus complexes,

* Conférence prononcée le 20 janvier 1965 au cours de la demi journée d'étude de la 9e section de la S.F.E.R.

l'analyse harmonique devint l'outil d'emploi constant en radioélectricité.

C'est au cours de la seconde guerre mondiale que l'étude et la réalisation de servomécanismes complexes (par exemple : tourelles de radars autopointés) conduisit à introduire l'analyse harmonique en mécanique et, en particulier, dans les systèmes asservis : on définit ainsi l'« impédance » d'un système mécanique, et la notion de fonction de transfert permit de définir simplement les critères de stabilité.

En fait, l'analyse harmonique d'un système électrique ou mécanique est toujours associée à un mode d'analyse complémentaire : l'*analyse temporelle* ou impulsionnelle. L'emploi de ces méthodes suppose que le système considéré est linéaire et stationnaire. La propriété de linéarité exprime que le principe de superposition des états est applicable au système : « des causes qui s'ajoutent produisent des effets qui s'ajoutent ». Quant au caractère stationnaire il exprime que le système n'évolue pas dans le temps : « les mêmes causes produisent les mêmes effets ».

Le résultat fondamental de l'analyse temporelle est le suivant :

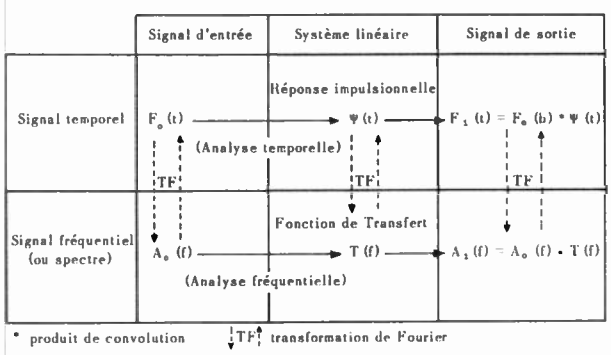
« *Le signal de sortie est le produit de convolution du signal d'entrée par la réponse impulsionnelle du système* ».

Nous le retrouverons sous une forme presque identique en optique et dans la technique des antennes.

L'*analyse fréquentielle*, de son côté, montre que le spectre $A_1(f)$ du signal de sortie s'obtient en multipliant le spectre $A_0(f)$ du signal d'entrée par la fonction de transfert du système $T(f)$.

Le système est caractérisé aussi bien par sa fonction de transfert que par sa réponse impulsionnelle. Ces deux fonctions sont transformées de Fourier l'une de l'autre.

Les deux méthodes d'analyse temporelle et harmonique sont résumées dans le tableau suivant :



1.2. L'ANALYSE HARMONIQUE DES FRÉQUENCES SPATIALES EN OPTIQUE ET DANS LA TECHNIQUE DES ANTENNES

Jusqu'à présent, en radioélectricité et en mécanique, nous n'avons eu à considérer que des phénomènes se déroulant dans le temps. C'est maintenant que va apparaître l'événement le plus intéressant dans l'histoire du développement de la théorie linéaire du signal : sa transposition dans le domaine de l'optique.

Une image (au sens large) peut être considérée comme un *signal* dépendant non du temps mais de l'espace : elle est caractérisée par un champ dépendant de deux variables d'espace x, y (distance ou angle) : $F(x, y)$.

Vers 1946, des savants français (MM. DUFFIEUX et MARÉCHAL), ont eu l'idée d'appliquer les méthodes de l'analyse harmonique à la formation des images en optique : de même qu'un signal temporel peut être considéré comme une somme de signaux sinusoïdaux, une image peut être considérée comme une somme d'images à caractères périodiques. La qualité d'un instrument d'optique est alors caractérisée par l'image dont la « période spatiale » est la plus faible, ou, en d'autres termes, dont la *fréquence spatiale* est la plus grande.

Cette idée, apparemment très simple, permit d'éclairer sous un jour nouveau beaucoup de problèmes complexes comme celui du pouvoir séparateur des instruments.

Cependant, avec la découverte du rayonnement radioélectrique de certains astres (JANSKY, 1932 - REBER, 1940), une science nouvelle s'élaborait : la radioastronomie. On sait que cette science met en œuvre simultanément :

— les procédés de la radioélectricité (récepteurs à faible bruit),

— ceux de l'optique (radiotélescopes, réalisation de réflecteurs),

— ceux des antennes : longueurs d'ondes centimétriques et décimétriques, utilisation des réseaux d'antennes en interférométrie, etc.

C'est ainsi que des chercheurs ont été amenés à transposer dans le domaine des antennes les méthodes d'analyse harmonique des *fréquences spatiales* qui venaient de s'élaborer dans le domaine de l'optique. Parmi les artisans de ce travail, on peut citer le français M.J. ARSAC et l'australien BRACEWELL ainsi que d'autres chercheurs.

Du domaine de la radioastronomie, l'analyse des fréquences spatiales s'est enfin transposée dans le domaine des antennes.

2. Rappel d'optique physique

2.1. IMAGE D'UNE SOURCE PONCTUELLE A TRAVERS UN SYSTÈME STIGMATIQUE

2.1.1. *Cas d'un objet à l'infini*

Soit un objet à l'infini sur l'axe d'un système centré. Son image géométrique est au foyer image F, point de concours des rayons émergents s'appuyant sur la pupille de sortie de diamètre D de l'instrument. En réalité cette image est une *figure de diffraction* qui traduit une certaine répartition de flux lumineux autour du foyer. La loi de répartition en amplitude est une fonction $\psi(M)$ où M est un point du plan focal (de coordonnées rectangulaires x, y).

Propriété fondamentale. — Si P est un point de la pupille de sortie (de coordonnées X, Y) et $\Phi(P)$ la loi d'illumination de cette pupille, on démontre que la *figure de diffraction* $\psi(M)$ est la *transformée de Fourier* à deux variables de la loi d'illumination de la pupille de sortie $\Phi(P)$*.

Si on pose :

$$X' = \frac{X}{\lambda}, \quad Y' = \frac{Y}{\lambda}, \qquad \begin{pmatrix}\lambda = \text{longueur d'onde}\\ F = \text{distance focale}\end{pmatrix}$$

$$x' = \frac{x}{F}, \quad y' = \frac{y}{F}$$

on a :

$$\psi(x', y') = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(X', Y') e^{j2\pi(x'X' + y'Y')}\, dX'\, dY' \quad (1)$$

L'intégrale peut être formellement étendue à l'infini puisque Φ est nul à l'extérieur de la pupille de sortie.

2.1.2. *Cas d'un objet à distance finie dont l'image est à l'infini*

C'est le cas habituel des antennes fonctionnant à l'émission (fig. 1). La figure de diffraction est alors

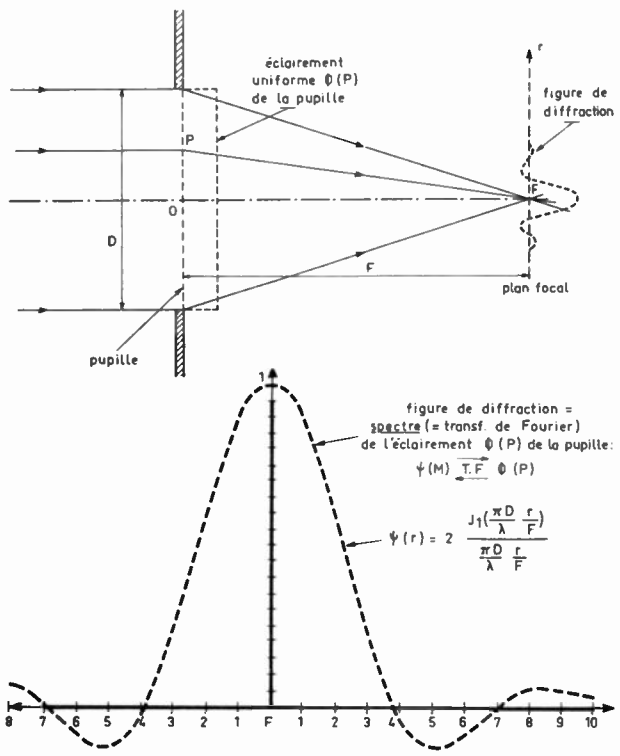


FIG. 1. — Figure de diffraction d'une antenne (ou d'un instrument) possédant une pupille de diamètre D éclairée informement.

le *diagramme de l'antenne* qui s'exprime en coordonnées *angulaires* α, β :

(*) Ceci n'est pas absolument rigoureux. De plus nous faisons abstraction des questions de polarisation et de structure des champs. Mais la discussion des domaines de validité des diverses propriétés que nous évoquons sortirait du cadre de cet exposé général.

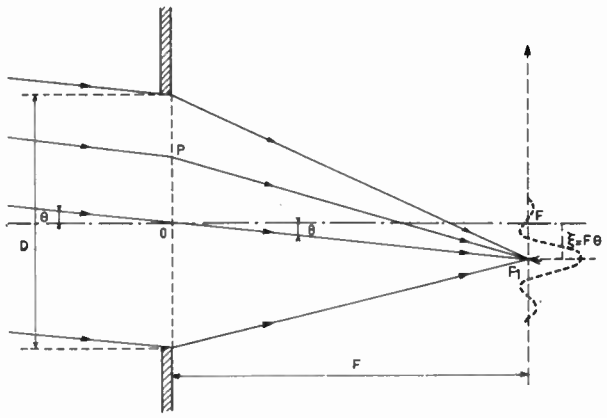


FIG. 2. — Image d'un point à l'infini dans la direction : Θ.

$$\alpha = \frac{x}{F}, \quad \beta = \frac{y}{F} \quad \text{avec } F \to \infty$$

C'est toujours la transformée de Fourier de l'illumination de la pupille de sortie :

$$\psi(\alpha, \beta) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(X', Y') e^{j2\pi(\alpha X' + \beta Y')}\, dX'\, dY' \quad (2)$$

Ce diagramme possède généralement un lobe principal et des lobes latéraux, correspondant respectivement à la « tache centrale » et aux « anneaux » périphériques de la figure de diffraction (fig. 2).

2.2. Illumination d'un objet étendu

Ce qui différentie essentiellement la technique des antennes et l'optique c'est que la première utilise, en principe, de la lumière cohérente alors que l'optique travaille généralement en lumière incohérente.

2.2.1. *Lumière cohérente* (cas des antennes et du laser)

Considérons, par exemple, une source primaire complexe (multicornets), dans le plan focal d'une antenne. Son illumination à une fréquence donnée (imposée par l'excitation des cornets) est une fonction complexe $F(x, y)$ qui définit, en chaque point du plan focal, l'amplitude et la phase du champ rayonné. Ce champ est dit spatialement cohérent si les phases relatives en deux points quelconques sont *constantes* au cours du temps.

La pupille de sortie d'un laser est aussi un exemple d'une loi d'illumination à peu près cohérente.

2.2.2. *Lumière incohérente* (cas habituel de l'optique)

Il n'y a pas de relation de phase constante entre deux points quelconques de l'objet : la loi d'illumination ne peut être définie que par son module ou plutôt par le carré de son module $I_0(x, y) = |F_0(x, y)|^2$ que l'on désigne par *intensité* de l'illumination.

Quelques exemples :

— une image quelconque en optique classique (on connaît les précautions à prendre pour produire des effets d'interférences en optique),

— l'image radioélectrique du ciel en radioastronomie (les diverses radiosources sont incohérentes),

— le « Clutter » de radar (échos diffus produits par des objets étendus : mer, nuages, sol, « chaffs » etc.),

— en liaisons hertziennes, la zone céleste où se produit la diffusion troposphérique.

3. Equivalence d'une antenne (ou d'un instrument d'optique) et d'un filtre linéaire stationnaire

Tous les types d'antenne ou d'instrument d'optique sont équivalents à des filtres linéaires de fréquences spatiales : réseaux, lentilles, réflecteurs, etc. Pour fixer les idées nous allons prendre un cas particulier.

3.1. Formation des images (ou des « diagrammes ») en lumière cohérente

Considérons une antenne utilisant un système optique focalisant : par exemple un paraboloïde ou une lentille. Nous allons définir un signal d'entrée et un signal de sortie. Pour simplifier nous raisonnons dans un espace plan. Le signal d'entrée $F_0(\theta)$ est la loi d'illumination en amplitude et en phase imposée sur la surface focale par la « source primaire » de l'antenne (généralement un système de cornets). La variable angulaire $\theta = x/F$ permet de repérer les points de la surface focale.

Le signal de sortie $F_1(\theta)$ est le diagramme de rayonnement de l'antenne dans les différentes directions θ du plan. Quelles sont les significations des caractères linéaire et stationnaire du système ?

La linéarité signifie que le principe de superposition est applicable : si la loi d'illumination primaire $F_0(\theta)$ est une *somme* d'illuminations partielles, le diagramme secondaire $F_1(\theta)$ est la somme des diagrammes secondaires partiels correspondants.

Quant au caractère stationnaire, il signifie dans le domaine des signaux temporels qu'un retard apporté au signal d'entrée produit le même retard sur le signal de sortie *sans changer sa forme.*

Dans une antenne focale, l'équivalent d'un déplacement dans le temps est une translation de la loi d'illumination primaire sur la surface focale. Si le système est stationnaire, le diagramme secondaire doit subir un décalage correspondant, *sans déformation.* On reconnaît l'équivalence de cette propriété à la qualité optique *d'aplanétisme* ou absence d'aberration de coma.

La condition d'aplanétisme, dite condition de Abbe, impose que le lieu géométrique des points d'intersection des rayons issus du foyer et des rayons émergents soit une sphère centrée sur le foyer. Par conséquent, un miroir parabolique n'est pas aplanétique sauf pour de faibles ouvertures relatives. Par contre une lentille ou un système Cassegrain peuvent être aplanétiques.

Cette condition d'absence de coma peut sembler être une restriction importante à l'application de la théorie des systèmes linéaires stationnaires aux antennes. Cependant, dans les projets pratiques d'antenne, on limite souvent la région illuminée de la surface focale à la zone où l'aberration de coma est faible. C'est pourquoi la méthode que nous allons exposer est applicable avec succès dans de nombreux cas.

3.1.1. *Analyse ponctuelle*

Considérons un système focal fonctionnant dans le plan de la figure (fig. 3). Il est caractérisé par son diamètre D et sa distance focale. Nous supposerons dans ce qui suit que la surface focale est un arc de cercle de rayon F centré sur le point O que nous appellerons centre optique. Cette hypothèse est souvent

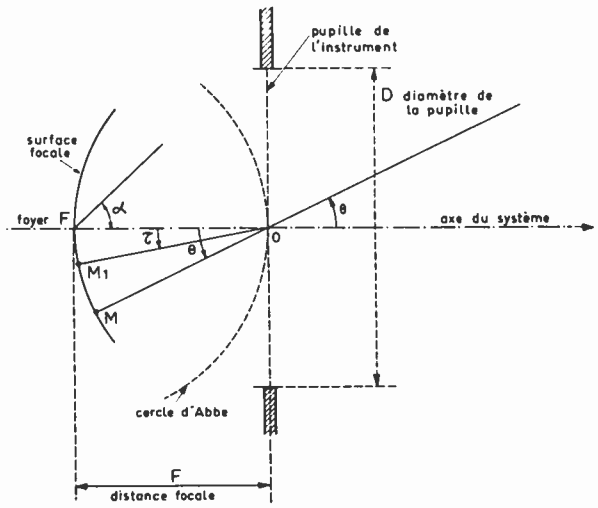


FIG. 3. — Etude d'un système focalisant comme filtre spatial linéaire stationnaire ; variables utilisées.

vérifiée dans la pratique avec une approximation suffisante. Tout point de la surface focale est caractérisé par l'angle $\widehat{MOF} = \theta$. Cet angle caractérise également les diverses directions du rayonnement secondaire.

Raisonnons à l'émission : une source élémentaire quasi ponctuelle située au foyer F donne lieu à travers le système à un diagramme de rayonnement secondaire $\psi(\theta)$. Ce diagramme de rayonnement correspond à la « figure de diffraction » des opticiens, puisque c'est l'image d'une source ponctuelle. Il correspond également à la notion de « réponse impulsionnelle » utilisée en mécanique.

Considérons maintenant une source élémentaire située en un point M_1 caractérisé par l'angle $\widehat{M_1OF} = \tau$. Par suite du caractère stationnaire du système elle donne naissance à une figure de diffraction décalée de l'intervalle τ par rapport au cas précédent, exprimée par la fonction $\psi(\theta - \tau)$.

Supposons maintenant que, par le moyen d'une source primaire, la surface focale du système soit le siège d'une loi d'illumination « objet » $F_0(\theta)$.

Par suite de la linéarité du système, le diagramme secondaire correspondant $F_1(\theta)$ s'exprime sous la forme d'une somme de figures de diffraction pondérées :

$$F_1(\theta) = \int F_0(\tau)\,\psi(\theta-\tau)\,d\tau \qquad (3)$$

l'intégrale peut être prise de $-\infty$ à $+\infty$.

Le diagramme secondaire est donc le *produit de convolution* de la *loi d'illumination de la surface focale* par la *figure de diffraction de l'antenne*. C'est le résultat établi par M. DUFFIEUX pour les instruments d'optique, dès 1946.

On retrouve exactement le résultat relatif aux filtres de signaux temporels en *remplaçant* le *temps t* par *un angle θ.*

Remarquons bien que la seule hypothèse importante est l'absence d'aberration de coma dans la zone focale illuminée. Cette méthode peut donc être appliquée dans beaucoup de systèmes, même à focales relativement courtes.

3.1.2. *Analyse harmonique*

Formule fondamentale :

Soit :

$A_0(\nu)$ la transformée de Fourier de la loi d'illumination primaire $F_0(\theta)$,

$A_1(\nu)$ la transformée du diagramme secondaire, $F_1(\theta)$,

$\Phi(\nu)$ la transformée de la figure de diffraction.

Ce spectre de la figure de diffraction est par définition la *fonction de transfert de l'antenne*. Elle caractérise complètement les propriétés du système focalisant :

$$\Phi(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(\theta) e^{j2\pi\nu\theta}\,d\theta \;;\; \psi(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(\nu) e^{-j2\pi\nu\theta}\,d\nu$$

La variable ν est la fréquence spatiale du système dont nous donnons plus loin le sens physique.

On déduit de la relation (3) :

$$A_1(\nu) = A_0(\nu)\,\Phi(\nu) \qquad (4)$$

On obtient donc ce résultat fondamental : le spectre du diagramme secondaire est le produit du spectre de la loi d'illumination primaire par la « fonction de transfert » de l'antenne.

3.1.3. *Interprétation physique de la fréquence spatiale et de la fonction de transfert*

Nous avons indiqué (Chapitre 2) que la figure de diffraction est la transformée de Fourier de la loi d'illumination de la pupille de l'instrument, c'est-à-dire ici de l'ouverture de l'antenne ; par conséquent, la *fonction de transfert* $\Phi(\nu)$ *s'identifie avec la loi d'illumination de l'ouverture obtenue avec une source ponctuelle*, en prenant

$$\nu = \frac{x}{\lambda}$$

x étant l'abscisse d'un point sur l'ouverture de l'antenne.

3.1.4. *Fréquence de coupure et bande passante spatiale de l'antenne*

La fréquence spatiale $\nu = x/\lambda$ est limitée par le diamètre D de l'antenne. Sa valeur maximale ou fréquence de coupure est

$$\nu_0 = \frac{D}{2\lambda} \qquad (5)$$

Par conséquent $\Phi(\nu) = 0$ pour $\nu > \nu_0$.

Lorsqu'il est difficile de définir l'ouverture équivalente d'une antenne, il est parfois plus commode de définir la *bande passante spatiale* de l'antenne par le moment d'ordre 2 du spectre $A_1(\nu)$ du diagramme $F_1(\theta)$ normé convenablement :

$$B_\nu^2 = \frac{\displaystyle\int_{-\nu_0}^{+\nu_0} \nu^2 |A_1(\nu)|^2\,d\nu}{\displaystyle\int_{-\nu_0}^{+\nu_0} |A_1(\nu)|^2\,d\nu} \qquad (6)$$

La bande passante spatiale peut être également définie directement à partir du diagramme secondaire, en utilisant les propriétés de la transformée de Fourier :

$$B_\nu^2 = \frac{1}{4\pi^2}\,\frac{\displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \left|\frac{dF_1}{d\theta}\right|^2 d\theta}{\displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} |F_1|^2\,d\theta} \qquad (7)$$

3.2. FORMATION DES IMAGES EN LUMIÈRE INCOHÉRENTE

Comme exemple d'objet illuminé en lumière incohérente, considérons le ciel radioélectrique à une fréquence donnée. Sa loi d'illumination est définie par une répartition spatiale, d'intensité

$$I_0(\theta) = \overline{|F_0(\theta)|^2},$$

moyenne *temporelle* du carré du champ dans chaque direction θ. (Pour simplifier nous réduisons l'espace à deux dimensions).

Considérons un radiotélescope constitué par un paraboloïde de diamètre D. L'image du ciel se forme

dans sa surface focale. C'est une fonction

$$I_1(\theta') = \overline{|F_1(\theta')|^2},$$

carré moyen du champ reçu en chaque point de sa surface focale d'abscisse $x' = F\theta'$ (F = distance focale du paraboloïde).

Analyse ponctuelle

On obtient aisément le résultat suivant :

$$I_1(\theta) \equiv \overline{|F_1(\theta)|^2} = \int_\tau I_0(\tau)|\psi(\theta-\tau)|^2 \, d\tau \qquad (8)$$

L'image est le *produit de convolution de l'objet par* le *carré* de la *figure de diffraction* du télescope. Le résultat ressemble donc au cas de la lumière cohérente, mais alors qu'en lumière cohérente ce sont les *champs* qui s'ajoutent *linéairement*, ici ce sont les *intensités*, c'est-à-dire les *puissances*.

Analyse harmonique

La relation unissant les spectres de fréquence s'obtient par transformation de Fourier de l'équation précédente. On défini ainsi une fonction de transfert qui est la fonction d'autocorrélation de la fonction $\Phi(\nu)$, obtenue en lumière cohérente.

4. Conséquences des propriétés de « filtrage spatial » d'une antenne

Le filtrage des fréquences spatiales produit par une antenne sur l'illumination d'un objet produit un effet analogue au filtrage d'une impulsion : *l'image ne reproduit pas les petits détails de l'objet*. Il y a un phénomène de *lissage* des discontinuités et l'apparition d'*oscillations*. De plus, les *flancs verticaux* apparaissent avec une *certaine pente*.

La figure 4 donne la loi d'illumination d'un objet et l'image correspondante $F_1(\theta)$.

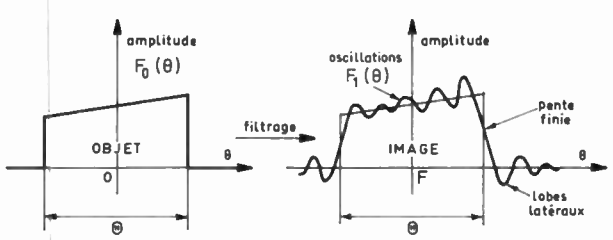


FIG. 4. — Influence du filtrage spatial sur la ressemblance d'un objet et de son image à travers une antenne.

Pour évaluer quantitativement les dégradations de l'image, il est utile de faire appel à deux théorèmes utilisés dans la théorie du signal :

— le théorème de l'échantillonnage,

— le théorème de Bernstein.

4.1. APPLICATION DU THÉORÈME DE L'ÉCHANTILLONNAGE DE SHANNON

Le premier permet de définir le *nombre d'informations indépendantes* qu'il est possible d'obtenir d'un objet $F_0(\theta)$ au moyen d'une antenne dont on connaît la fréquence de coupure spatiale.

On démontre que l'image $F_1(\theta)$ (ou le diagramme) est parfaitement déterminée par les valeurs de $F_1(\theta)$ dans des directions régulièrement espacées par un

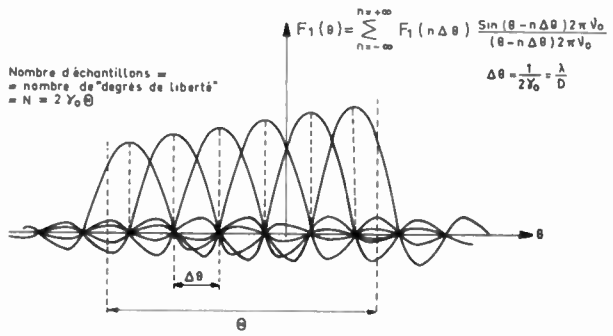


FIG. 5. — Echantillonnage de l'image

angle $\Delta\theta = \dfrac{1}{2\nu_0} = \dfrac{\lambda}{D}$ dites « directions d'échantillonnage θ_n ». Il en résulte que, dans une zone angulaire Θ, l'image ne dépend que d'un nombre limité de paramètres indépendants :

$$N = \frac{\Theta}{\Delta\theta} = 2\nu_0\Theta$$

C'est, par définition, le *nombre de degrés de liberté de l'image considérée*.

4.1.1. *Application : radar tridimensionnel*

Considérons une antenne radar orientée vers un essaim d'avions répartis dans une zone angulaire Θ : le nombre maximal d'avions qu'il est possible de distinguer est donné par N. Dans le cas où l'antenne possède une source primaire multicornet, *l'écartement a entre deux cornets* dans le plan focal doit correspondre à l'intervalle d'échantillonnage c'est-à-dire :

$$a = F\Delta\theta = \frac{F}{2\nu_0} = F\frac{\lambda}{D}$$

Nous verrons que cette condition n'est généralement *pas compatible* avec la condition de *gain maximal* à la réception.

4.1.2. *Pouvoir séparateur ou limite de résolution d'une antenne*

On voit que la notion de pouvoir séparateur d'un instrument d'optique, c'est-à-dire la faculté de dis-

tinguer deux sources ponctuelles rapprochées, est une simple conséquence du théorème de l'échantillonnage : on retrouve bien que la limite de résolution est, en moyenne, $\Delta\theta = \lambda/D$.

En fait le problème du pouvoir séparateur est extrêmement complexe. A la lumière de la théorie du signal il est possible de démontrer que *la limite de résolution d'un instrument* ne peut être définie qu'en *faisant intervenir le rapport signal/bruit* du signal reçu.

Ce problème est d'ailleurs équivalent au problème de l'antenne superdirective qui a fait couler beaucoup d'encre sans conduire jusqu'à présent à des réalisations intéressantes.

4.2. Application du théorème de Bernstein

Le théorème de Bernstein exprime que l'image $F_1(\theta)$ est à « variations ralenties » par rapport à l'objet :

Si M est une borne supérieure de $F_1(\theta)$:

$$|F_1'(\theta)| \leqslant 2\pi\nu_0 M$$

Soit encore :

$$\frac{|F_1'(\theta)|}{M} \leqslant \pi\frac{D}{\lambda}$$

Il est donc inutile de chercher à compliquer une antenne pour tenter de lui donner un diagramme à flancs plus raides que la limite imposée par l'inégalité ci-dessus.

5. Application de la notion de filtre spatial à la technique des antennes : détermination de la source primaire optimale d'une antenne.

5.1. Condition de facteur de gain maximal

Nous avons vu au paragraphe 4.1 que le diagramme secondaire $F_1(\theta)$ d'une antenne dont la source primaire est le siège d'une loi d'illumination objet $F_0(\theta)$ est de la forme :

$$F_1(\theta) = \int F_0(\tau)\psi(\theta-\tau)\,d\tau$$

$\psi(\theta)$ étant la figure de diffraction de l'antenne c'est-à-dire le diagramme d'une source ponctuelle placée au foyer ou encore l'image dans le plan focal d'une source ponctuelle à l'infini. Sa forme ne dépend pas de la source primaire mais uniquement du système focalisant.

Cette formule n'est évidemment définie qu'à un coefficient de proportionnalité près. On peut préciser les choses et lui donner un sens énergétique en l'utilisant pour exprimer le *gain de l'antenne* dans les différentes directions. Celui-ci est de la forme :

$$G(\theta) = \left(\pi\frac{D}{\lambda}\right)^2 g(\theta)$$

avec $g(\theta) \leqslant 1$ facteur de gain de l'antenne. On démontre que son expression est :

$$g(\theta) = \frac{\left|\int_{-\infty}^{+\infty} F_0(\tau)\psi(\theta-\tau)\,d\tau\right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty}|F_0(\theta)|^2\,d\theta\int_{-\infty}^{+\infty}|\psi(\theta)|^2\,d\theta} \qquad (9)$$

Dans la direction de l'axe ($\theta = 0$), le facteur de gain est :

$$g(0) = \frac{\left|\int_{-\infty}^{+\infty} F_0(\theta)\psi(\theta)d\theta\right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty}|F_0(\theta)|^2d\theta\int_{-\infty}^{+\infty}\psi(\theta)^2d\theta}$$

C'est donc le *coefficient de corrélation* de la figure de diffraction et de l'illumination primaire. Cette formule correspond au cas d'un espace plan. Elle se généralise facilement au cas de l'espace réel à trois dimensions en remplaçant les intégrales simples par des intégrales doubles (fig. 6).

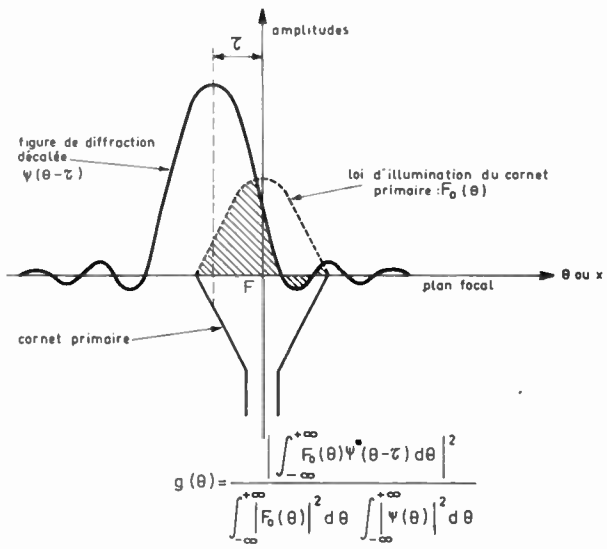


FIG. 6. — Facteur de gain d'une antenne considérée comme une fonction de corrélation.

On a bien, d'après l'inégalité de Schwartz :

$$g(0) \leqslant 1.$$

La valeur maximale n'est atteinte que pour :

$$F_0|\theta| \equiv \psi(\theta).$$

Ce qui signifie que le *gain du système est maximal* si *la source primaire est capable de reconstituer exactement la forme* de la *figure de diffraction* avec sa *tache centrale* et *ses anneaux périphériques.*

Il faut noter que l'expression ci-dessus réunit deux notions que les techniciens d'antennes distinguent souvent : le facteur d'efficacité de l'ouverture de l'antenne et le facteur de pertes par « Spill-Over » c'est-à-dire la fraction du diagramme primaire non interceptée par le réflecteur (ou la lentille).

5.1.1. *Cas où la source primaire est un cornet*

Si on considère, par exemple, un cornet filtrant le mode fondamental, l'application de la formule (9) montre que le gain est maximal lorsque la largeur b du cornet est approximativement égale au diamètre de la tache centrale de la figure de diffraction. Avec une fonction de transfert uniforme de fréquence de coupure $\nu_0 = D/2\lambda$, celle-ci a pour expression :

$$\psi(\theta) = \frac{\sin 2\pi\nu_0\theta}{2\pi\nu_0\theta}.$$

On a donc :

$$\delta = 2 \times \frac{1}{2\nu_0} \times F = \frac{2\lambda F}{D}.$$

On obtient :

$$\text{largeur optimale du cornet} = b \simeq \frac{2\lambda F}{D}.$$

5.1.2. *Cas d'une antenne multicornets*

Nous avons vu (§ 4.1) que, pour profiter au maximum des possibilités de l'antenne, l'écartement a entre deux cornets doit correspondre à l'intervalle d'échantillonnage :

$$a = F\Delta\theta = \frac{\lambda F}{D}.$$

On constate que cette condition est incompatible avec la condition de gain maximal dans le cas de l'utilisation d'un simple cornet. On aura donc intérêt à rechercher des dispositifs primaires plus complexes, permettant de concilier les deux conditions précédentes.

5.2. Pente maximale du diagramme différence d'une antenne de radar « monopulse »

Dans la technique goniométrique dite « monopulse » on cherche à réaliser un diagramme $F_1(\theta)$ à caractéristique impaire possédant un zéro dans l'axe. L'optimum à rechercher n'est évidemment plus le gain maximal dans l'axe mais la *pente maximale* de façon à avoir le maximum de sensibilité angulaire. La même équation (9) permet de définir la source primaire optimale :

On obtient :

$$F_1(\theta) \equiv \frac{d\psi}{d\theta}.$$

La loi d'illumination primaire *doit être la dérivée de la figure de diffraction.*

6. Application de la notion de filtre spatial au radar

Le but de ce chapitre est de montrer que toutes les conclusions des théories modernes du radar, faites à propos des signaux temporels émis ou reçus par le radar, sont transposables dans le domaine des antennes, à condition de considérer le diagramme d'antenne comme un signal spatial à bande de fréquence spatiale limitée. En particulier, nous allons voir que la précision angulaire ultime d'une antenne s'exprime rigoureusement par la même formule que la précision distance ou vitesse (formule de Woodward), à condition de remplacer "fréquence temporelle" par "fréquence spatiale".

Nous verrons également qu'il est inutile d'avoir un diagramme très directif pour avoir une bonne précision angulaire : un diagramme omnidirectionnel est utilisable à condition d'avoir une « large bande de fréquence spatiale » : on peut alors réaliser dans le temps de la « compression angulaire » comme on fait de la compression d'impulsion.

Ces considérations permettent d'envisager dans un proche avenir certains systèmes d'antennes d'un type nouveau dont nous donnerons un exemple.

6.1. Rappel des résultats fondamentaux

Le radar « idéal » effectue la corrélation entre le signal émis retardé d'un temps t_0 : $S(t-t_0)$ et le signal renvoyé par l'écho à l'instant t_{0_1} : $S(t-t_{0_1})$. Cela revient à faire la moyenne du produit de ces deux signaux pendant la durée T de la mesure.

On a, en principe, $t_0 = t_{0_1}$ lorsque le produit de corrélation est maximal. En fait, le signal reçu est mélangé à un bruit $n(t)$ et le signal issu du corrélateur est de la forme :

$$c(t_0) = \underbrace{C_u(t_0)}_{\text{signal utile}} + \underbrace{C_p(t_0)}_{\text{signal parasite dû au bruit}}$$

avec :

$$C_u(t_0) = \frac{1}{b}\int_T S(t-t_0)S(t-t_{0_1})^* dt\,;$$

$$C_p(t_0) = \frac{1}{b}\int_T S(t-t_0)n(t)\,dt.$$

Il en résulte une erreur sur la mesure de t_{01}, c'est-à-dire sur la distance de l'objectif puisque le maximum de $c(t_0)$ ne coïncide pas exactement avec le maximum de $C_u(t_0)$ à cause du signal parasite dû au bruit.

L'écart-type de l'erreur commise sur la mesure de t_{01} est donné par la célèbre « formule de Woodward » :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2}} = \frac{1}{2\pi B\sqrt{R}}. \qquad (10)$$

L'emploi de la formule nécessite la définition des

paramètres suivants :

— *Energie du signal* (puissance moyenne × durée T) :

$$E = \int_T |S(t)|^2 \mathrm{d}t = \int |\Phi(f-f_0)|^2 \mathrm{d}f. \qquad (11)$$

— *Largeur de bande du signal :* moment d'« inertie » du spectre du signal :

$$B^2 = \frac{1}{E} \int (f-f_0)^2 |\Phi(f-f_0)|^2 \mathrm{d}f = \frac{1}{4\pi^2 E} \int |S'(t)|^2 \mathrm{d}t. \qquad (12)$$

— *Rapport signal/bruit :*

$$R = E/b$$

où b = puissance de bruit par hertz (densité spectrale de bruit).

6.2. Précision angulaire d'une antenne a balayage

Afin de passer progressivement de la notion de fréquence temporelle à celle de fréquence spatiale, nous allons d'abord considérer un cas où cette dernière se manifeste comme une fréquence ordinaire : c'est celui d'une antenne tournante.

Considérons une antenne tournant autour d'un axe vertical avec la vitesse angulaire $\Omega = 2\pi M$ et possédant un diagramme horizontal $f_1(\theta)$.

Le signal reçu d'un objectif situé dans la direction α_0 est un signal fonction du temps : $f_1(\Omega t - \alpha_0)$. La recherche de l'angle α_0 est donc ramenée à la recherche d'un instant $t_0 = \alpha_0/\Omega$. Le signal temporel analysé étant le diagramme d'antenne lui-même.

Nous allons calculer successivement les paramètres E, B, R et appliquer la formule (10) :

$$\sigma_\tau = 1/2\pi B\sqrt{R}$$

6.2.1. *Calcul de E*

La fonction gain de l'antenne est supposée séparable en site et en gisement.

$$G(\theta, \varphi) = G_1(\theta)\, G_2(\varphi)$$

avec $G_1(\theta) = |f_1(\theta)|^2$ = gain en gisement

$G_2(\varphi) = |f_2(\varphi)|^2$ = gain en site

On a, de plus, les conditions de normalisation suivantes, $\mathrm{d}\omega$ étant l'élément d'angle solide :

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G_1(\theta)\, \mathrm{d}\theta = 1 ;$$

$$\frac{1}{4\pi} \int\int_{4\pi} G(\theta, \varphi)\, \mathrm{d}\omega = 1 ;$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\theta, 0)\, \mathrm{d}\theta = G_2(0).$$

La puissance reçue par l'antenne et venant d'un écho situé dans la direction θ est :

$$W_R = |f_1(\theta)|^2 G_2 W_0$$

(W_0 = puissance reçue si l'antenne était isotrope).

Au cours de la rotation, le signal reçu d'un objectif situé dans la direction α_0 est une fonction du temps de la forme :

$$S(t) = f_1(\Omega t - \alpha_0) f_2(0) \sqrt{W_0}.$$

L'énergie totale reçue pendant le temps T est :

$$E = \int_0^T |S(t)|^2 \mathrm{d}t = T G_2 W_0 \frac{1}{T} \int_0^T |f_1(\Omega t - \alpha_0)|^2 \mathrm{d}t$$

$$= T G_2 W_0 \frac{1}{\Omega t} \int_0^{\Omega T} |f_1(\Omega t - \alpha_0)|^2 \mathrm{d}\Omega t.$$

Supposons $\Omega T = 2\pi n$, n étant entier ; la fonction f_1 étant périodique, de période 2π :

$$E = T G_2 W_0 \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |f_1(\theta)|^2 \mathrm{d}\theta \right].$$

Le facteur entre crochet est égal à 1 par hypothèse.

Par conséquent :

$$E = T G_2 W_0$$

Conclusion : L'énergie totale reçue ne dépend pas de la directivité du diagramme en gisement. Il dépend : du gain en site G_2 et de la durée de mesure T.

6.2.2. *Calcul de B*

On a par définition (formule 12) :

$$B^2 = \frac{1}{4\pi^2 E} \int_0^T |S'(t)|^2 \mathrm{d}t,$$

avec

$$S(t) = f_1(\Omega t - \alpha_0) f_2(0) \sqrt{W_0}\,.$$

On a donc :

$$\int_0^T |S'(t)|^2 \mathrm{d}t = T G_2 W_0 \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} f_1(\Omega t - \alpha_0) \right]^2 \mathrm{d}t$$

$$= T G_2 W_0 \Omega^2 \frac{1}{\Omega T} \int_0^{eT} \left| \frac{\mathrm{d}f_1}{\mathrm{d}\theta} \right|^2 \mathrm{d}\theta$$

$$= T G_2 W_0 \Omega^2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_1'(\theta)^2 \mathrm{d}\theta.$$

Finalement : $B = \Omega B_\nu$

Ω étant la vitesse de rotation de l'antenne.

B_ν étant la bande spatiale de l'antenne définie plus haut (paragraphe 3.1.4. formule 7) :

$$B_\nu^2 = \frac{1}{4\pi^2} \frac{\int_0^{2\pi} |f_1'(\theta)|^2 d\theta}{\int_0^{2\pi} |f_1(\theta)|^2 d\theta}.$$

Les bornes d'intégration sont ramenées ici à 2π car la fonction est périodique.

Conclusion : La bande de fréquence du signal est le produit de la bande de *fréquence spatiale* de l'antenne par la vitesse de rotation.

6.2.3. *Ecart-type de l'erreur angulaire*

L'application de la formule de Woodward donne comme écart-type de l'erreur sur le temps :

$$\sigma_\tau = \frac{1}{2\pi B\sqrt{R}} = \frac{1}{2\pi\Omega B_\nu\sqrt{R}}.$$

L'écart-type de l'erreur sur l'angle est alors :

$$\sigma_\alpha = \Omega\sigma_\tau ; \qquad \sigma_\alpha = \frac{1}{2\pi B_\nu\sqrt{R}}. \qquad (13)$$

C'est rigoureusement la formule de Woodward (10) *la fréquence spatiale remplaçant la fréquence « temporelle ».*

6.3. Généralisation de la formule (13). Cas du monopulse

La formule ci-dessus a été calculée dans le cas particulier d'une antenne tournant en gisement sur 360° afin de passer progressivement de la notion de temps à la notion d'angle. En fait, on remarque qu'elle ne fait pas intervenir de facteur dépendant du temps.

Par suite, il est possible d'établir cette formule directement en faisant intervenir la corrélation de signaux *spatiaux* c'est-à-dire de *diagrammes*. C'est le cas, par exemple, des systèmes de goniométrie instantanée comme le monopulse : la source primaire effectue la corrélation *spatiale* du signal reçu, la tache de diffraction, par le signal émis retardé, la loi d'illumination de la source primaire (voir paragraphes 3 et 5). L'emploi d'un diagramme impair « différence » est un moyen pour rechercher le maximum de ce produit de corrélation par l'évaluation de la dérivée spatiale. Le calcul direct de la précision angulaire d'un radar monopulse aboutit rigoureusement à la même formule (13).

6.4. Importance de la fonction d'autocorrélation du diagramme

L'écart-type de l'erreur angulaire donné par la formule (13) est inversement proportionnel à la bande spatiale de fréquence et à la racine carrée du rapport : énergie reçue pendant le temps T/puissance de bruit par hertz.

Nous avons vu (paragraphe 6.2.1), que ce rapport ne dépend que du *gain en site* de l'antenne et *non* du *gain en gisement. Donc on peut obtenir une très bonne précision angulaire avec une antenne qui a un gain nul en gisement* et dont le diagramme *peut être omnidirectionnel*, à condition que la *bande de fréquence spatiale* soit suffisamment *large*. Cette dernière ne fait intervenir que le *carré* du module du spectre du diagramme (13). Si l'antenne est du type « réseau », le spectre du diagramme est la loi d'illumination des éléments du réseau. Il résulte de ce qui précède que la *phase* de la loi d'illumination d'un réseau *n'a pas d'influence* sur sa précision angulaire (pas plus d'ailleurs, comme on peut le montrer, sur son pouvoir séparateur). Cette remarque est fondamentale car elle permet d'envisager diverses applications intéressantes.

Au lieu d'utiliser le carré du module de la loi d'illumination pour caractériser la bande spatiale, on peut utiliser sa transformée de Fourier qui est la fonction d'autocorrélation du diagramme. Le diagramme présente, en effet, un aspect erratique, quasi omnidirectionnel dans le cas d'un réseau alimenté avec des phases quelconques, mais sa fonction d'autocorrélation présente un maximum marqué qui caractérise les possibilités de l'antenne en précision et en pouvoir séparateur.

Cette fonction de corrélation, associée à la « fonction d'ambiguïté » du radar, définit une fonction d'ambiguïté généralisée permettant de décrire les performances du système vis-à-vis des trois paramètres : distance, vitesse et angle.

6.5. Exemples d'application

6.5.1. *Antenne à dipôle tournant*

Nous allons voir qu'il est possible de réaliser un radar de surveillance à haute précision angulaire au moyen d'un simple dipôle.

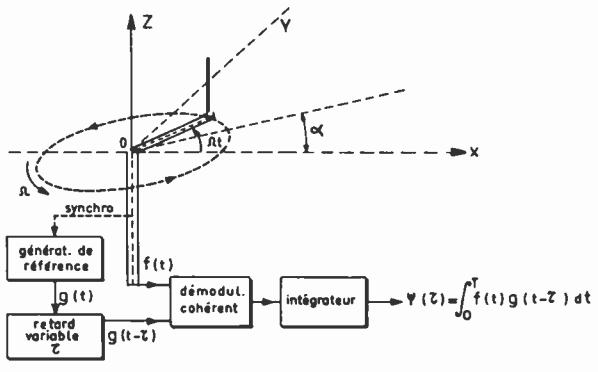


Fig. 8. — Antenne de radar de surveillance à dipôle tournant

Considérons un dipôle tournant avec la vitesse Ω autour d'un point fixe au moyen d'un bras de longueur $R = D/2$ (fig. 8).

Par suite des variations de trajet optique, le signal reçu d'un objectif situé dans la direction α est modulé en phase avec une excursion de phase proportionnelle à R, la phase de la modulation étant précisément l'angle α :

$$f(t) = e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\Omega t - \alpha)}$$

Supposons, par ailleurs, qu'on élabore un signal de référence modulé en phase, synchronisé avec le mouvement du bras :

$$g(t) = e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos \Omega t}$$

Ce signal est envoyé dans une ligne à retard variable τ produisant le signal :

$$g(t-\tau) = e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos \Omega(t-\tau)}$$

Les deux signaux f et g sont envoyés dans un démodulateur cohérent suivi d'un intégrateur qui effectue l'opération :

$$c(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) g^*(t-\tau) \mathrm{d}t.$$

Le signal de sortie $c(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation du diagramme de rayonnement. Son expression, tous calculs faits, est la suivante :

$$c(\tau) = J_0\left(\frac{4\pi R}{\lambda} \sin \frac{\alpha - \Omega\tau}{2}\right).$$

Le signal de sortie peut donc être considéré soit comme une fonction d'un intervalle de temps τ, soit comme un diagramme angulaire.

Ce diagramme représenté figure 9, possède un maximum marqué pour $\tau = \alpha/\Omega$. Sa largeur à 3 dB est :

$$\theta_{3\,\mathrm{dB}} = \frac{1}{3} \frac{\lambda}{D}.$$

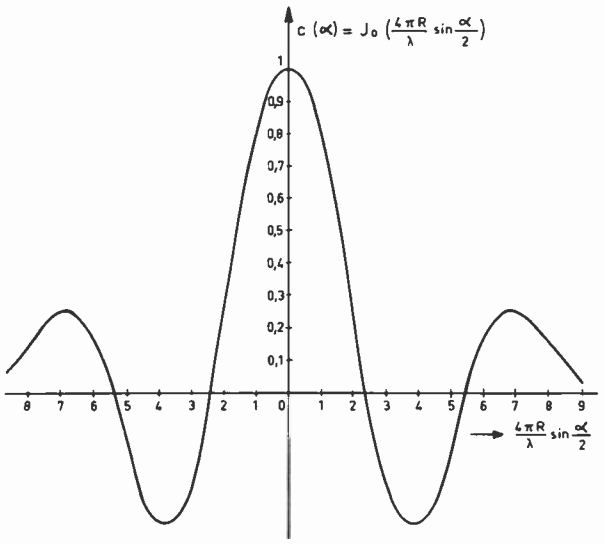


FIG. 9. — Fonction d'autocorrélation du diagramme de rayonnement d'une antenne à dipôle tournant sur une circonférence de rayon R.

Par conséquent, à condition de savoir intégrer les signaux reçus pendant une durée T supérieure à une période de révolution de l'antenne, on obtient avec ce simple dipôle *le même rapport signal/bruit* (d'après le paragraphe 6.2.1), et *la même précision angulaire* qu'avec un réseau continu de longueur D ayant la même directivité en site.

6.5.2. *Antenne à déplacement rectiligne* (*Side looking antenna*)

Considérons un aéronef, portant une antenne radar, se déplaçant sur une droite avec une vitesse v. Il est possible d'effectuer une opération analogue au cas précédent, le mouvement circulaire étant remplacé par un mouvement rectiligne.

Si l'on est capable d'effectuer le produit de corrélation des signaux émis et reçus en intégrant, de façon cohérente, pendant une durée T, on réalise un système dont le rapport signal/bruit, la précision angulaire et le pouvoir séparateur sont équivalents à ceux que donne un réseau de longueur $D = vT$.

Par exemple, pour $v = 300$ m/s, et $T = 1$ s, $D = 300$ m. Soit, pour $\lambda = 3$ cm, un pouvoir séparateur de 10^{-4} rad.

NOUVELLES CONCEPTIONS DU RADAR*

Antennes synthétiques et application aux radars à vision latérale

PAR

G. REVILLON

Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil

1. Généralités

Dans la course au pouvoir séparateur pour la cartographie aérienne tous temps, on est limité par la dimension maximale des aériens capables d'être installés sur avion. Des longueurs d'onde très courtes, inférieures à 3 cm, sont trop fortement influencées par les conditions météorologiques pour être utilisables.

Une échappatoire existe, l'idée a été développée dans un certain nombre d'articles parus dans l'IRE on Military Electronic de 1961-1962. Elle consiste à conserver en mémoire à bord de l'avion toute l'histoire des objectifs qui ont traversé le faisceau de la source rayonnante d'un radar cohérent porté par l'avion.

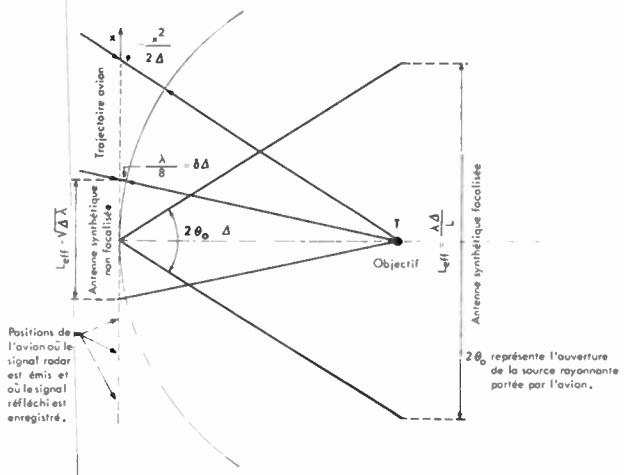


FIG. 1. — Antenne synthétique non focalisée et antenne synthétique focalisée.

Les ondes reçues, rerayonnées par l'objectif T, peuvent être considérées comme en phase, tant que la différence de trajet est inférieure à $\lambda/8$ $\left(\text{d'après la relation de Rayleigh : } \frac{4\pi}{\lambda}\,\delta\Delta \leqslant \frac{\pi}{2}\right)$.

Le traitement que l'on fait subir aux informations ainsi recueillies consiste à intégrer les signaux reçus dans toute la partie de trajectoire de l'avion, où les ondes restent sensiblement équiphases. Ce domaine, qui dépend évidemment de la distance Δ de l'objectif considéré, conduit à la notion d'antenne synthétique non focalisée, de dimension $L_{eff} = \sqrt{\Delta\lambda}$.

Si l'on utilise maintenant un traitement plus complexe dans lequel on ajuste la phase des signaux cohérents reçus avant intégration, la dimension de l'antenne synthétique réalisée devient égale à la largeur linéaire du faisceau de la source rayonnante portée par l'avion, à la distance Δ de l'objectif.

La résolution linéaire longitudinale devient alors égal à $L/2$ (L étant égal à l'ouverture). Cette antenne synthétique est dite « focalisée » et sa dimension est égale à $L_{eff} = \lambda\Delta/L$. Pour une antenne de 1 m, la résolution pourra atteindre 0,5 m.

C'est de ce dernier traitement dont il va être question maintenant.

1.1. Trajectoire avion et géométrie du problème (fig. 2)

Un avion A décrivant une trajectoire rectiligne porte un radar cohérent. La source rayonne perpendiculairement à la route de l'avion et a une ouverture $2\theta_0$. Un objectif terrestre fixe situé à une distance AT de l'avion fournit une information pendant tout le temps où il reste dans le faisceau radar, c'est-à-dire durant le trajet $2\theta_0\Delta$.

La distance à l'objectif s'écrit :

$$AT \simeq \Delta + \frac{x^2}{2\Delta} \simeq d$$

où x indique la position de l'avion sur sa trajectoire.

* Conférence prononcée le 20 janvier 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 9e Section de la S.F.E.R.

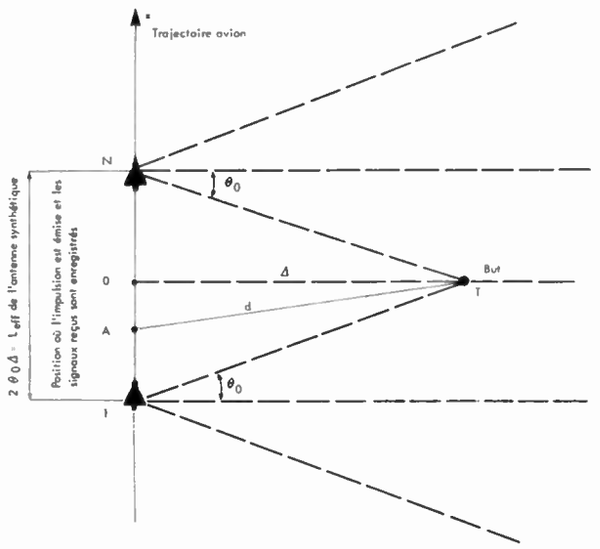


FIG. 2. — Trajectoire avion et géométrie du but.

Largeur du faisceau d'émission $2\theta_0 = \frac{\lambda}{L}$

Distance du but $AT = \sqrt{\Delta^2+x^2} \simeq \Delta\left(1+\frac{x^2}{2\Delta^2}\right)$

λ est la longueur d'onde du signal radar émis,
L est l'ouverture horizontale de l'antenne.

1.2. Exemple de signal reçu durant le temps ou l'avion parcourt le trajet $2\theta_0\Delta$ (fig. 3)

Le radar de l'avion est cohérent et il conserve une référence de phase de l'onde UHF émise. La détection du signal est alors fonction de la distance d et s'écrit :

$$y = A\cos\varphi$$

avec : $\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} d = \phi_0 + kx^2 \qquad k = \frac{2\pi}{\lambda\Delta}$

Un certain nombre d'hypothèses simplificatrices ont été faites pour aboutir à l'expression simple précédente. Elles ne changent pas la généralité des résultats obtenus pour le cas pratique considéré.

En effet, normalement, l'onde émise est découpée en impulsions de courte durée pour obtenir un pouvoir séparateur transversal à la route homogène avec la résolution longitudinale obtenue avec l'antenne synthétique. On a supposé, dans le calcul précédent, que la fréquence de récurrence du radar était très supérieure à la fréquence maximale instantanée de la fonction $A\cos\varphi$.

On peut alors tracer la fonction $A\cos\varphi$ en fonction de x qui est la variable liée à l'avion et telle que $x = Vt$ (V étant la vitesse de l'avion).

Le premier zéro de cette fonction apparaît à $x = \sqrt{d\lambda}/2$

Ce signal peut être inscrit, en transparence, sur un film, si on prend soin de superposer une composante continue Y_0 très supérieure à A.

1.3. Traitement de l'information (fig. 4)

La forme même de ce signal conduit, tout naturellement, à utiliser les traitements qui découlent des théories modernes de l'information.

a) *Corrélation*

On calcule la fonction de corrélation du signal $y = A\cos(\Phi_0+kx^2)$ avec sa réplique $\cos kx^2$.

Il vient immédiatement :

$$\Psi(x) = A\int_{x_2}^{x_1} \cos\left[\phi_0+k(x-X)^2\right]\cos kx^2\,dx$$

$$x>0\begin{cases}x_1 = -\theta_0\Delta+X\\ x_2 = \theta_0\Delta\end{cases}$$

$$-2\theta_0\Delta < X < 2\theta_0\Delta$$

$$x<0\begin{cases}x_1 = -\theta_0\Delta\\ x_2 = \theta_0\Delta+X\end{cases}$$

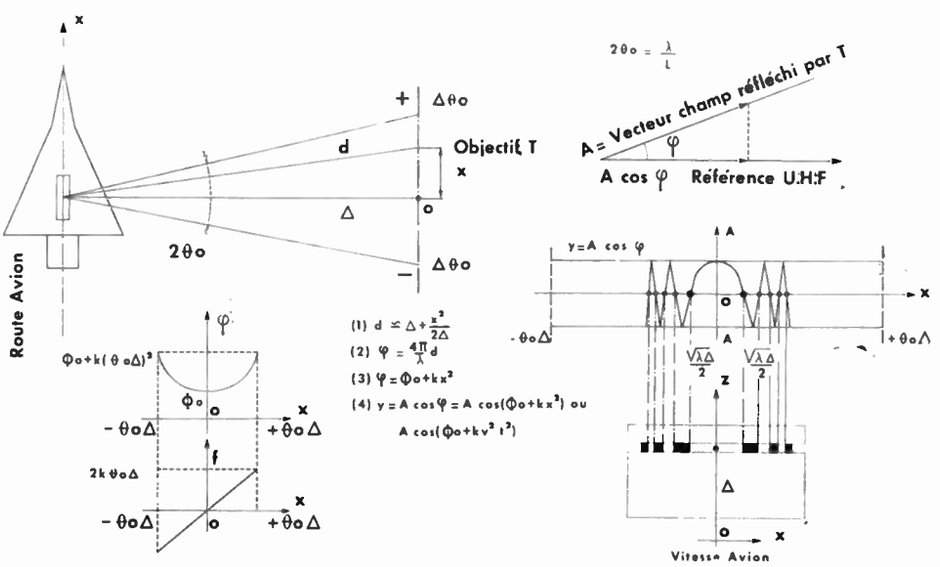


FIG. 3. — Information brute inscrite à bord de l'avion.

Le signal y est inscrit en transparence sur un film qui défile à vitesse avion après mise à l'échelle convenable. Une composante continue permet d'inscrire le signal complet.

L'intégration donne approximativement :

$$\Psi(X) \simeq A\theta_0\Delta \frac{\sin \frac{4\pi}{\lambda}\theta_0 X}{\frac{4\pi}{\lambda}\theta_0 X} \cos\phi_0$$

Le premier zéro a lieu pour :

$$X = \frac{\lambda}{4\theta_0} = \frac{L}{2}$$

Le taux de compression entre le signal brut y et le signal après corrélation est égal à :

$$TC = \frac{4\theta_0\Delta}{L}$$

Il est aussi égal au produit de l'espace de corrélation $2\theta_0\Delta$ par la bande de fréquence spatiale mise en œuvre, c'est-à-dire $2/L$.

un signal dont la transformée de Fourier est égale à :

$$|Y_{(\omega)}|^2$$

Ce signal spatial qui s'écrit alors :

$$y_{0(x)} = \frac{1}{2\pi}\int |Y_{(\omega)}|^2 e^{j\omega x}\, d\omega$$

est égal à $\Psi(x)$ qui est la fonction de corrélation de $y(x)$.

2. Analyseur optique

2.1. Généralités

Le traitement de l'information décrit précédemment doit être appliqué à tous les objectifs radars situés par le travers de la route avion. En d'autres termes, le calculateur utilisé doit traiter simultanément autant de signaux qu'il y a de points de définition désirés.

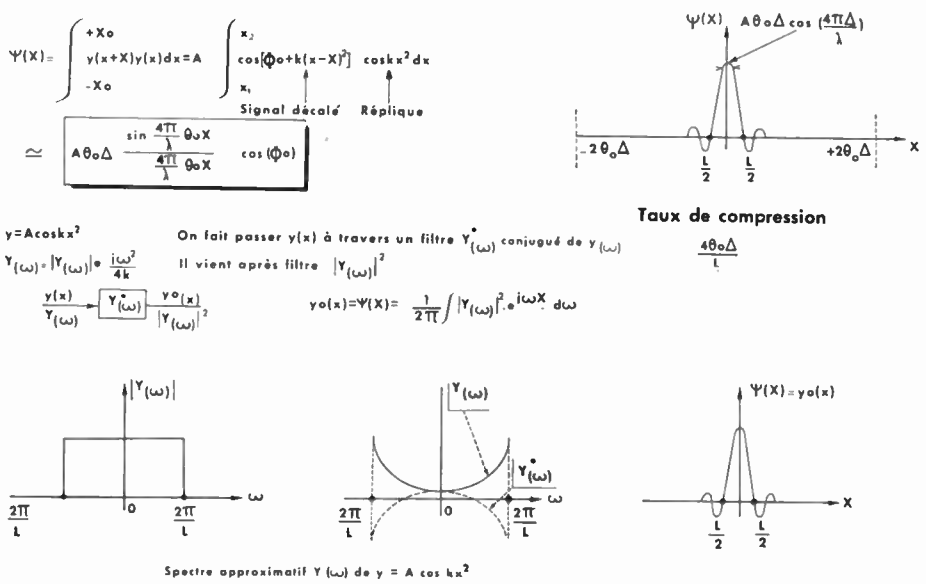


FIG. 4. — Traitement de l'information.

b) *Filtrage optimal*

Il est bien connu que l'on peut trouver le résultat précédent en traitant non plus l'information y, mais sa transformée de Fourier.

En effet, il vient :

$$y_{(x)} \leftrightarrow Y_{(\omega)}$$

avec :

$$Y_{(\omega)} = |Y_{(\omega)}|\, e^{j\frac{\omega^2}{4k}}$$

Si l'on fait passer y par un filtre dont la fonction de transfert harmonique est égale à $Y^*_{(\omega)}$, il en ressort

Nous allons décrire maintenant un calculateur nouveau permettant de traiter, sous un faible volume, cette grande quantité d'informations. Ce calculateur est basé essentiellement sur les propriétés bien connues des images de diffraction obtenues d'un objet éclairé en lumière cohérente. On réalise directement, sans calcul, en utilisant les phénomènes physiques traités par optique ondulatoire, les transformées de Fourier de fonctions à deux variables inscrites spatialement sur l'objet éclairé. Par un choix judicieux des systèmes optiques, on arrive également à traiter simultanément un grand nombre de fonctions à une variable.

Dans beaucoup d'applications, on peut considérer que ce calculateur est un modèle à échelle réduite

dans le rapport des longueurs d'ondes, des phénomènes de rayonnement observés en hyperfréquence.

On doit citer les travaux du Professeur MARÉCHAL sur la formation des images d'objets éclairés en lumière cohérente, ainsi que les articles parus dans les IRE de 1960.

2.2. BREF RAPPEL DU PRINCIPE (fig. 5)

Considérons une onde plane tombant sur un diapositif. Sur ce film, on a inscrit en transparence la fonction $y = f(x)$ le long de l'abscisse x. On se limite au raisonnement plan, sans changer la généralité des résultats.

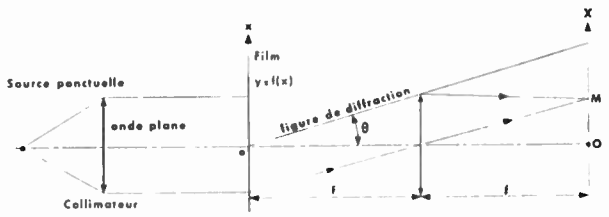


FIG. 5. — Principe de l'analyseur optique.

$$F(X) = k \int f(x) e^{j\mu x X} \, dx$$

Le champ mesuré dans une direction θ est la transformée de Fourier du champ $f(x)$, réparti suivant Ox.

Une lentille L permet de focaliser la figure de diffraction donnée par $f(x)$. La répartition du champ suivant OX donne alors directement la transformée de Fourier de $f(x)$.

Le champ en M dû à la diffraction dans la direction θ s'écrit alors :

$$F(X) = k \int f(x) e^{j\mu x X} \, dx$$

Une combinaison judicieuse de ces éléments permet de calculer des fonctions de corrélation, de faire des filtrages adaptés ou non, etc.

2.3. ANALYSEUR MONTÉ EN CORRÉLATEUR (fig. 6)

Une onde plane, issue d'un collimateur, tombe sur un film sur lequel on a inscrit en transparence, comme on l'a vu sur la figure 3, l'histoire de chacun des objectifs réfléchissant parallèlement à Ox. Le film se déplace parallèlement à Ox_1. Ce qui matérialise la variable X.

Dans le plan focal de la lentille L_1 apparaît la transformée de Fourier de $f(x_1 z_1)$ (1). Un filtrage spatial peut se faire dans ce plan.

Dans le plan focal de la lentille L_2, on retrouve l'image du film éventuellement filtrée $f'(x-X, z_1)$. Dans ce même plan, on a placé un deuxième film fixe portant en transparence la réplique de la fonction $f(x_1, z_1) = \cos k_1 x_3^2 = \cos k_1 x^2$.

A la sortie de ce deuxième film, on a une répartition spatiale de champ proportionnelle au produit $f(x-X, z_1)$ par $f(x_3, z_3)$.

Un système optique formé d'une lentille cylindrique L_3 suivi d'une lentille circulaire L_4 permet de séparer les canaux parallèles à Ox. En effet, dans le plan focal de L_4, on obtient l'image du produit des signaux inscrits sur les deux films le long de l'ordonnée z, et les transformées de Fourier du produit des signaux parallèles disposés suivant Ox.

Autrement dit, il apparaît dans le plan focal de L_4 la fonction d'ambiguïté de $f(x)$ disposée parallèlement à Ox par chacun des canaux du calculateur.

Une fente parallèle à Oz_4 laisse passer la composante continue du spectre de la fonction d'ambiguïté, c'est-à-dire la fonction de corrélation de chacune des fonctions $f(x)$.

Un film placé sur la fente de sortie se déplace en synchronisme avec le film d'entrée qui porte $f(x)$. Les signaux inscrits représenteront alors les $|\Psi(X)|^2$ de chaque fonction $f(x)$ (2).

2.4. ANALYSEUR MONTÉ EN FILTRE ADAPTÉ (fig. 7)

Une onde plane issue, comme précédemment, d'un collimateur, tombe sur un film sur lequel on a inscrit en transparence $f(x)$. Ce film se déplace parallèlement à Ox et on a supposé ici qu'il n'y avait qu'une seule information disposée suivant Ox.

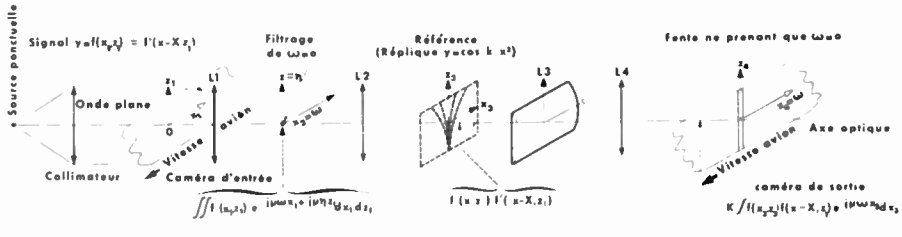


FIG. 6. — Analyseur monté en corrélateur.

Sur le film, il apparaît :
$[\Psi(X)]^2 = [K \int f(x, z) f'(x-X, z) \, dx]^2$

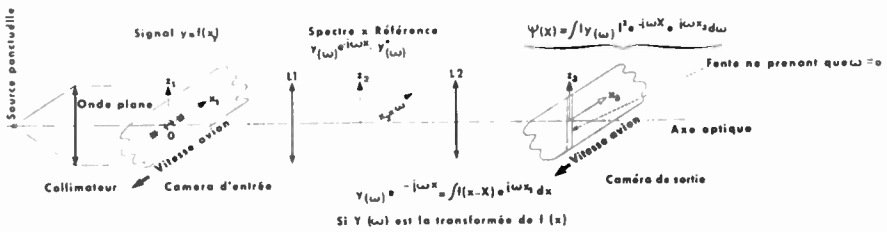


FIG. 7. — Analyseur monté en filtre adapté.

(1) La variable x_1 a comme origine l'axe optique. La variable x est liée au signal inscrit et a comme origine l'axe de symétrie de ce signal (fig. 3). On a alors : $x_1 = x - y$

(2) Il apparaît sur le film de sortie non pas la fonction de corrélation $\Psi(X)$ de $y(x)$ mais son carré, car l'émulsion n'est sensible qu'à une énergie.

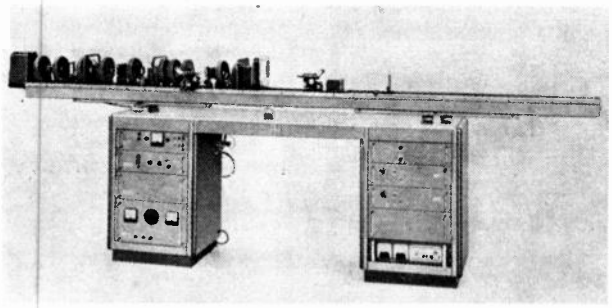


FIG. 8. — Corrélateur optique.

Dans le plan focal de la lentille L_1, on obtient la transformée de Fourier de $f(x_1)$ ou $f(x-X)$. Imaginons que l'on place, en ce dernier point, un obstacle dont la transparence soit égale à $Y^*_{(\omega)}$, le long de x.

A la sortie de ce filtre, on aura alors $Y_{(\omega)} e^{-j\omega x} Y^*_{(\omega)}$

Dans le plan focal de la lentille L_2, on aura la transformée de Fourier de $Y_{(\omega)} e^{-j\omega} Y^*_{(\omega)}$ disposée le long de Ox_3, c'est-à-dire $\Psi(X)$ de la fonction $y(x)$, autour de l'abscisse $-X$.

Comme précédemment, un film pourra se déplacer parallèlement à Ox_3 dans le plan focal de L_2. Il y apparaîtra la fonction $|\Psi(X)|^2$ à travers une fente verticale placée en $x_3 = 0$.

REMARQUE. — Dans les exposés simplifiés qui précèdent, on a fait abstraction des rotations d'axes et mises à l'échelle qui apparaissent normalement après chaque transformée de Fourier (fig. 8, banc optique).

2.5. PRÉCISIONS REQUISES DANS LE RADAR A ANTENNES LATÉRALES SYNTHÉTIQUES

L'information traitée fournira le résultat donné précédemment dans la mesure où les signaux seront obtenus avec une précision suffisante.

En particulier, trois erreurs fondamentales qui se présentent analytiquement sous la même forme, vont détériorer la finesse de l'image obtenue :

— Erreur de la mesure de la position réelle de l'avion $\delta\Delta$ qui va se traduire par une erreur de phase de l'onde réfléchie :

$$\Delta\varphi \text{ géométrique} = \frac{4\pi}{\lambda}\delta\Delta \ ;$$

— Erreur de phase $\Delta\varphi$ radioélectrique sur l'onde UHF émise ou sur la référence de phase gardée à bord de l'avion ;

— Erreur de phase du système de référence de l'analyseur optique $\Delta\varphi$ optique.

Analytiquement, ces trois erreurs s'introduisent au niveau de la phase sur l'un des signaux traités.

On peut écrire $\cos kx^2$ sous la forme :

$$\cos [kx^2 + \Delta\varphi \cos \Omega x]$$

où $\Delta\varphi$ représente l'erreur de phase dont il vient d'être question, et Ω la pulsation spatiale qui lui correspond, si on admet que cette erreur a une forme assimilable à une branche de sinusoïde.

Nous allons traiter sommairement le cas de l'erreur de mesure, sur la position transversale de l'avion (fig. 9).

La fonction $y = \cos [kx^2 + \Delta\varphi \cos \Omega x]$ est développable dans les deux cas extrêmes suivants :

— $\Delta\varphi$ est faible ($\ll 1$), ce qui doit être le cas quand il existe plusieurs périodes spatiales de Ω dans le domaine de corrélation $2\theta_0\Delta$.

$$\frac{\Omega}{2\pi} 2\theta_0\Delta > 1$$

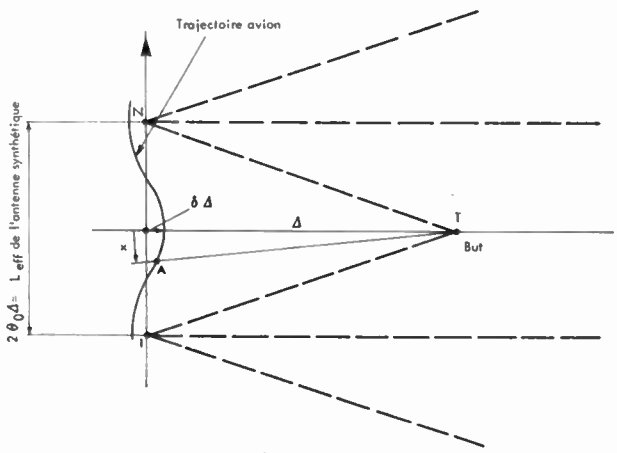


FIG. 9. — Trajectoire avion et géométrie du but avec des mouvements transversaux du mobile.

$$\varphi = \frac{4\pi\Delta}{\lambda} + \frac{2\pi}{\lambda\Delta} x^2 + \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda} \cos \Omega x$$

Ω est la pulsation du mouvement spatial

$$E \cos \varphi = E \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda\Delta} x^2 + \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda} \cos \Omega x + \frac{4\pi\Delta}{\lambda} \right)$$

— $\Delta\varphi$ est quelconque, mais la période de Ω est très grande devant le domaine $2\theta_0\Delta$.

$$\frac{\Omega}{2\pi} 2\theta_0\Delta < 1$$

Dans le premier cas, un développement classique de la fonction y fait apparaître des termes parasites. Ces termes sont décalés spatialement le long de x, de :

$$\frac{\Omega\lambda\Delta}{4\pi}$$

La fonction de corrélation avec $\cos kx^2$ donne des parasites d'amplitude proportionnelle à :

$$J_n\left(\frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}\right)$$

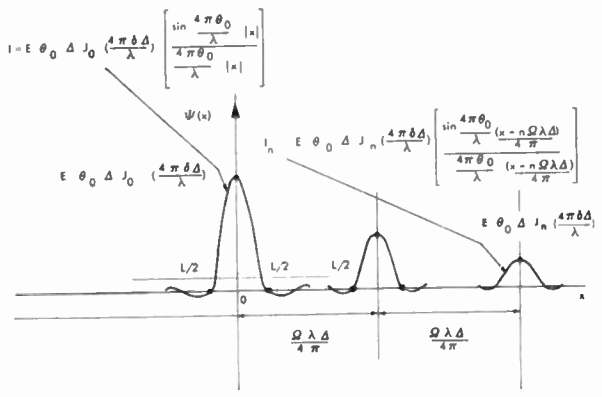


FIG. 10. — Cross-corrélation du signal perturbé avec la fonction référence.

$$\frac{\Omega_0 \lambda \Delta}{4\pi} = \frac{L}{2} \qquad \text{Si } \Omega_0 = 2\pi F_{sa} = \frac{2\pi}{L_{eff}}$$

avec $2\theta_0\Delta = L_{eff}$ de l'antenne synthétique.

$$I_1 \simeq E\theta_0\Delta \left(\frac{\lambda}{2\pi\delta\Delta}\right) \left[\frac{\sin \frac{4\pi\theta_0}{\lambda} x - \left(\frac{\Omega\lambda\Delta}{4\pi}\right)}{\frac{4\pi\theta_0}{\lambda}\left(x - \frac{\Omega\lambda\Delta}{4\pi}\right)}\right]$$

$$\text{Si } \frac{4\pi\Delta d}{\lambda} < 1 \quad \text{et} \quad \frac{\Omega}{2\pi} 2\theta_0\Delta > 1.$$

qui sont les répliques homothétiques de la fonction de corrélation $\Psi(X)$.

Pour les faibles valeurs de $\frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}$, les termes d'ordre supérieur à 1 sont négligeables et le terme $J_1\left(\frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}\right)$ a une amplitude égale à : $\frac{2\pi\delta\Delta}{\lambda}$

Dans le deuxième cas, on peut écrire que :

$\frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda} \cos \Omega x$ donne un terme, fonction de x, égal à

$$\simeq \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda} - \frac{2\pi\delta\Delta}{\lambda}\Omega^2x^2 \simeq \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda} - \frac{\Delta\varphi}{2}\Omega^2x^2$$

On peut montrer que l'erreur de phase, en bordure du domaine de corrélation $\frac{\Delta\varphi}{2}\Omega^2(\theta_0\Delta)^2$, doit rester inférieure à $\pi/2$ (3), pour que la fonction de corrélation $|\Psi(x)|^2$ obtenue, ait une amplitude qui reste supérieure à la moitié de la valeur théorique et une largeur entre les zéros plus petite que $2L$.

On peut assimiler cette dernière erreur à une erreur sur le terme k égale à :

$$\delta k = \frac{2\pi}{\lambda}\delta\Delta\Omega^2$$

(3) Le raisonnement est voisin de celui qui mène au critère de Rayleigh.

La condition d'erreur de phase limite $\pi/2$ se ramène à une erreur relative sur k :

$$\frac{\delta k}{k} \leqslant \frac{L^2}{\lambda\Delta} = \frac{2}{TC}$$

Dans ce dernier cas, on doit envisager également l'hypothèse où le terme parasite se présente sous la forme d'une fonction impaire, telle que :

$$y = \cos(kx^2 + \Delta\varphi \sin \Omega x)$$

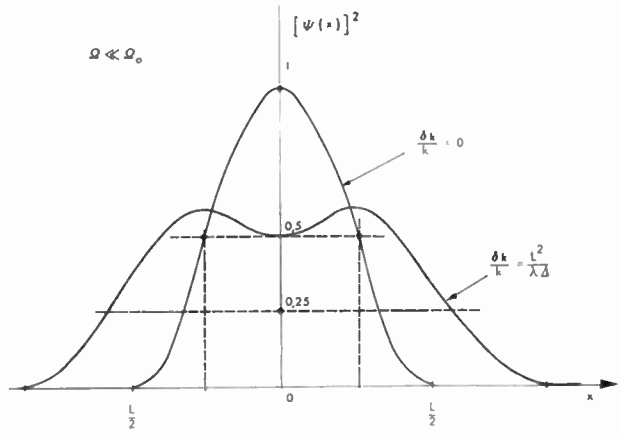


FIG. 11. — Cross-corrélation
Désadaptation entre signal et fonction référence $\Omega \ll \Omega_0$

$$\frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}\cos\Omega x \simeq \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda} - \frac{2\pi\delta\Delta}{\lambda}\Omega^2x^2.$$

De sorte que :

$$E\cos\varphi = E\cos\left[\left(\frac{2\pi}{\lambda\Delta} - \frac{2\pi}{\lambda}\delta\Delta\Omega^2\right)x^2 + \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}\right]$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda\Delta} \qquad \delta k = \frac{2\pi}{\lambda}\delta\Delta\Omega^2.$$

Erreur maximale en radians en bordure du domaine de corrélation $\leqslant \frac{\pi}{2}$. Ce qui entraîne :

$$\frac{\delta k}{k} \leqslant \frac{L^2}{\lambda\Delta} \qquad \text{ou} \qquad \frac{\delta k}{k} \leqslant \frac{2}{TC}$$

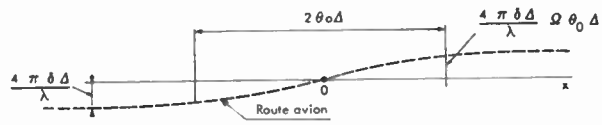


FIG. 12. — Cross-corrélation avec signal perturbé impair

$$E\cos\varphi \simeq E\cos\frac{2\pi}{\lambda\Delta}x^2 + \frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}\Omega x$$

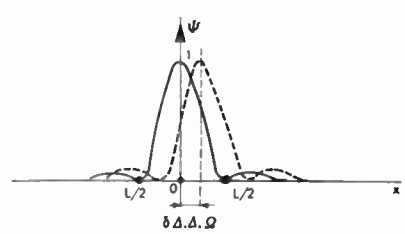
ou :

$$E\cos\varphi \simeq E\cos\left[\frac{2\pi}{\lambda\Delta}(x + \Delta\cdot\delta\Delta\cdot\Omega)^2 - \frac{4\pi\Delta}{\lambda}\delta\Delta\cdot\Omega\right].$$

La translation du maximum de la cross-corrélation Ψ est :

$$\delta x = \Delta\cdot\delta\Delta\cdot\Omega.$$

Si : $\frac{4\pi\delta\Delta}{\lambda}\Omega\theta_0\Delta \leqslant \frac{\pi}{2} \rightarrow \delta x \leqslant \frac{L}{4}$.



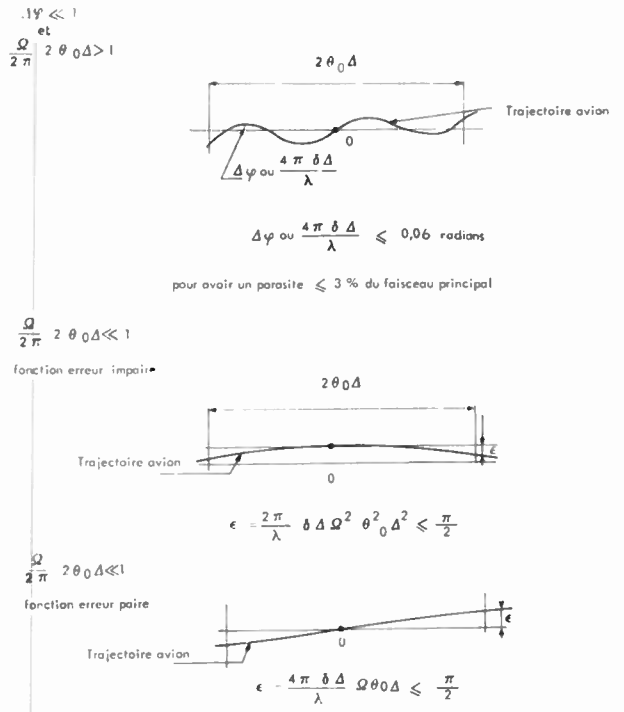


FIG. 13. — Limites de l'erreur de phase dans la mesure de la trajectoire avion ou dans la définition de la fonction référence.

Un calcul simple montre alors que la fonction de corrélation $Y(X)$ est décalée d'une quantité :

$$\delta_x = \delta\Delta \cdot \Delta \cdot \Omega$$

Avec la condition $\Delta\varphi\Omega\theta_0\Delta \leqslant \dfrac{\pi}{2}$, ceci nous conduit à avoir

$$\delta_x \leqslant \frac{L}{4}$$

Pratiquement, pour conclure (fig. 13) :

— pour $\Delta\varphi \ll 1$ et $\dfrac{\Omega}{2\pi} 2\theta_0\Delta > 1$ si l'on veut un niveau de parasites, inférieur à $\dfrac{3}{100}$ de $\Psi(X)$, il faudra se limiter à une erreur de phase due à l'erreur de position, égale à 4° (0,06 radian),

— pour $\dfrac{\Omega}{2\pi} 2\theta_0\Delta \leqslant 1$, il faudra se limiter à une erreur de phase de $\pi/2$ en bordure du domaine $2\theta_0\Delta$.

3. Conclusion

Nous avons vu ici un exemple d'application des théories modernes sur l'information.

Un grand pas a pu être fait là où, il y a quelques années, on pensait bien être limité à la formule-clé donnant la résolution angulaire d'une antenne $2\theta_0 = \lambda/L$. D'autres applications, imprévues actuellement, sont certainement possibles, ce domaine passionnant représente un champ de recherche très fertile pour les électroniciens actuels et futurs.

Nous terminons en remerciant le S.T.T.A. qui a bien voulu que nous levions une partie du voile qui couvre un sujet qui fait l'objet d'un marché en cours. Nous le remercions, par ailleurs, des conseils qu'il a bien voulu nous donner pour la rédaction de cet article.

PROGRÈS DES ANTENNES RADAR

PAR

S. LANDESMAN

Ingénieur à la C.S.F., Département A.R.

1. Progrès réalisés dans les antennes classiques

1.1. Antennes a grand gain

Les imperfections de leur surface limitent le gain des antennes.

Le gain d'une antenne à réflecteur parabolique à découpe circulaire est donné dans la figure 1 en fonction du diamètre, pour diverses valeurs de l'erreur efficace ε sur la surface, rapportée au diamètre D.

La relation utilisée est :

$$G = \frac{1}{16}\eta_0 x^2 e^{-\varepsilon^2 x^2}, \quad \text{avec} \quad x = \frac{4\pi D}{\lambda},$$

dont la valeur maximale est $G_M = \dfrac{\eta_0}{16\varepsilon^2 e}$, pour $\varepsilon x = 1$.

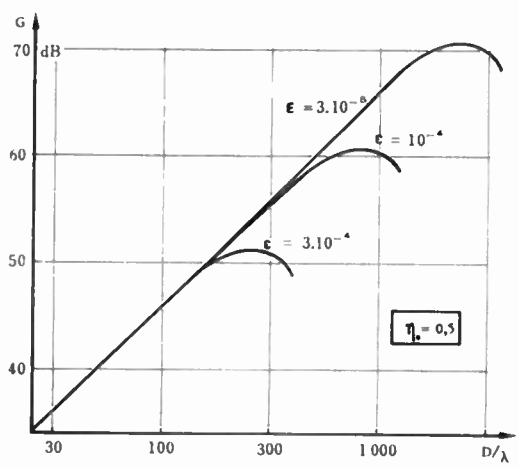


Fig. 1. — Influence des erreurs sur le gain.

En absence d'erreur, le rendement η_0 de l'antenne est supposé $\eta_0 = 0{,}5$.

Des exemples récents de grandes antennes sont :

— l'antenne Haystack : type Cassegrain, diamètre de 18 m, bande X, gain 60 dB ;

— l'antenne à cornet pour télécommunications par satellite (Telstar), gain 61 dB à 6,4 GHz ;

— les antennes de poursuite des sondes spatiales américaines : actuellement de 25 m (90 m en étude) en bande S (2 400 MHz), utilisées avec Mariner et Ranger, gain 54 dB ;

— l'antenne à tore parabolique du radar AN/FPS50 de détection d'engins balistiques, 120 m par 50 m, gain 45 dB, fréquence 0,4 GHz environ ;

— les antennes des radiotélescopes : antenne australienne à paraboloïde de 64 m de diamètre, antenne de 91 m de Green Bank (mobile autour d'un seul axe), antenne à cylindre parabolique de 180 m par 120 m de l'Université d'Illinois, paraboloïde fixe à réflecteur plan mobile de Nançay de 200 m par 40 m, calotte sphérique à source compensée d'Arecibo de 300 m de diamètre.

1.2 Température de bruit

Les grands progrès des amplificateurs à faible bruit ont mis en évidence la contribution des antennes au bruit du système.

Considérons une antenne suivie d'un ensemble de circuits passifs et d'un récepteur (fig. 2).

La température de bruit T du système (1) est donnée par :

$$T = T_A + (L-1)T_c + LT_R, \qquad \text{où :}$$

(1) C'est la température que devrait avoir une source chaude remplaçant l'antenne pour donner la puissance de bruit de sortie du système si les températures des circuits et du récepteur étaient nulles.

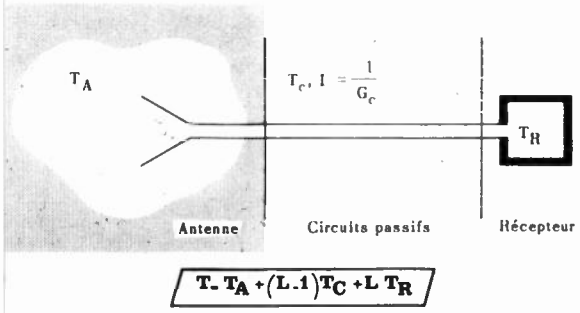


FIG. 2. — Température de bruit d'un système.

— T_A, température de bruit de l'antenne, est la température d'un corps noir en équilibre avec elle,

— $L = 1/G_c$ est l'inverse du gain de puissance des circuits passifs, et T_c leur température réelle,

— $T_R = (F-1)$ 290 °K est la température efficace de bruit du récepteur, dont F est le facteur de bruit.

La température de bruit de l'antenne est la somme des températures partielles correspondant aux sources de bruit suivantes :

a) La puissance de bruit provenant de *l'atténuation dans l'atmosphère.*

La relation qui donne la température de bruit correspondante est :

$$T_{LA} = \frac{1}{L_A}(L_A - 1)\,T_{LA}$$

Ici L_A est l'atténuation et T_{LA} la température de l'atmosphère.

CROOM a récemment amélioré les estimations de HOGG qui se basaient sur des valeurs moins précises des coefficients d'élargissement des raies de O_2. Les courbes de CROOM sont tracées sur la figure 3, légèrement modifiées en ce que, avec BLAKE, la concentration en H_2O a été estimée plus faible [1], [2], [3].

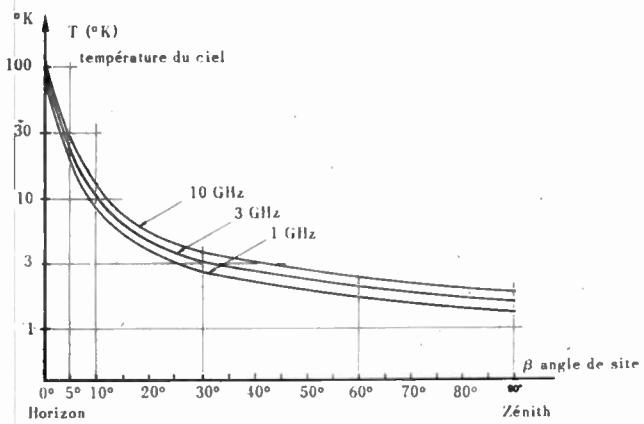


FIG. 3. — Température du ciel due à l'atténuation atmosphérique.

L'atténuation due à l'ionosphère est négligeable aux fréquences radar et la contribution donnée par la pluie et les nuages ne dépasse pas en général le degré jusqu'à la bande X.

b) La puissance de bruit émise par *le sol*, ou la mer, captée par le rayonnement diffus de l'antenne ; nous excluons le cas où le pinceau principal intercepte le masque, la température est alors élevée, de l'ordre de la centaine de degrés. Le demi-espace supérieur a une température faible au-dessus de 1 GHz.

Soit G le gain absolu moyen du rayonnement diffus, ρ le coefficient de réflexion du sol, fonction de la polarisation, et T_S sa température. La température de bruit due au rayonnement diffus est :

$$T_{AD} = \frac{1}{2} G(1-\rho)\,T_S$$

A titre d'exemple, soit $G = 0{,}1$, $T_S = 300$ °K et $\rho = 0{,}5$, il vient :

$$T_{AD} = 7\ °\text{K}$$

c) Le bruit provenant *du soleil*, source très chaude aux grandes longueurs d'onde (2).

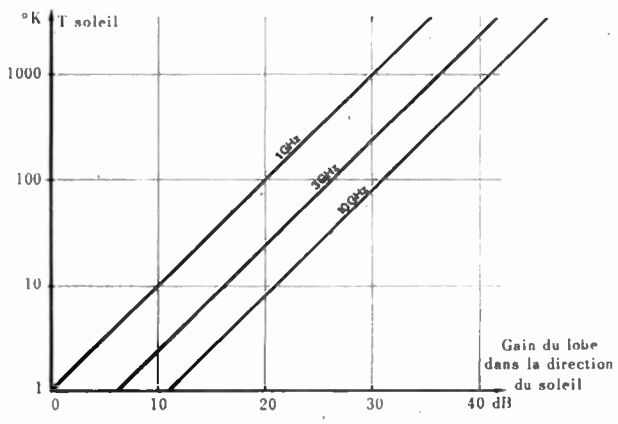


FIG. 4. — Température de bruit due au Soleil.

Il est donné sur la figure 4, en fonction du gain de l'antenne dans sa direction.

Aux grandes longueurs d'onde, la galaxie et certaines radio-étoiles peuvent donner une contribution non négligeable à la température de bruit du système.

d) Si un *radome* est utilisé, dont l'atténuation est L_R, la relation

$$T_{AR} = \frac{1}{L_R}(L_R - 1)\,T_R$$

donne sa température de bruit.

Les radomes minces gonflables ne donnent de bruit

(2) Environ 200 000 °K en bande L, 15 000 °K en bande X.

que lorsqu'ils sont mouillés par la pluie. Par contre, les radomes rigides peuvent donner une contribution assez forte à cause du rayonnement diffus qu'ils produisent.

1.3. Influence des imperfections sur le rayonnement diffus des antennes

Nous entendons par rayonnement diffus l'ensemble des lobes lointains qui ne s'expliquent pas par les propriétés connues des ouvertures rayonnantes théoriques.

Deux types de causes existent pour ce phénomène :

— *Les causes systématiques*, telles que le blocage de l'ouverture par les sources ou par les supports de ces dernières, le rayonnement direct des sources, certaines irrégularités périodiques. Cette classe doit être traitée cas par cas.

— *Les erreurs de phase et d'amplitude.* Celles-ci peuvent être voulues, c'est le cas des réseaux « amincis », ou non : erreurs de fabrication ou des déphasages.

Dans le cas des distributions « amincies », dans lesquelles on élimine plus ou moins aléatoirement une grande partie des sources d'un réseau, le niveau moyen des lobes en dessous du maximum du rayonnement est sensiblement donné par le nombre de sources qu'on laisse. Par exemple, 3 000 sources produisent un diagramme qui a un rayonnement diffus à -35 dB, en valeur moyenne, sous le maximum du rayonnement.

En ce qui concerne les erreurs non voulues, faibles en général, le niveau absolu moyen du rayonnement diffus est sensiblement donné, en champ, par la valeur efficace E de l'erreur relative en radians (la distance de corrélation est supposée de l'ordre de la demi-longueur d'onde). Par exemple, si l'erreur efficace de phase $E = 0{,}2$ rad existe seule, le niveau moyen du rayonnement diffus est à -14 dB relativement à l'isotrope.

Avec ces mêmes erreurs, le gain de puissance est sensiblement divisé par e^{E^2}.

L'erreur angulaire efficace $\Delta\theta$ est donnée par l'expression approchée

$$\Delta\theta = \frac{0{,}4\ \theta_0 E}{\sqrt{G}}$$

Ici θ_0 est la largeur à 3 dB et G est le gain en puissance.

1.4. Emploi des diélectriques anisotropes

Des réseaux de plusieurs couches de fils sont en général utilisés. Le but poursuivi est de déphaser différentiellement les deux vecteurs composants parallèle et normal aux fils, pour obtenir des transformations de polarisation : linéaire en circulaire, horizontale en verticale.

Dans l'une des réalisations les plus courantes (fig. 5) une source illumine, en polarisation linéaire,

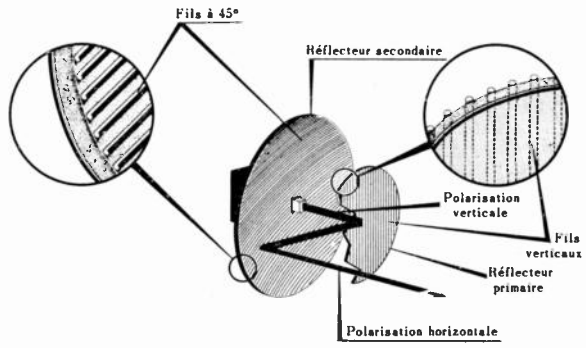


Fig. 5. — Application des diélectriques anisotropes : antennes à réflecteur semi-transparent.

une première surface formée de fils parallèles. L'onde est totalement réfléchie ; elle est renvoyée sur une deuxième surface (constituée de fils inclinés à 45° placés devant un réflecteur) qui renvoie une polarisation orthogonale à l'incidente. L'onde peut alors traverser librement la première surface et être rayonnée.

Ce procédé donne des degrés de liberté supplémentaires. Par exemple, des balayages peuvent être faits avec des mécaniques légères, la condition d'aplanétisme peut être respectée. Les surfaces dont les génératrices sont indiquées dans la figure 6 remplissent cette dernière condition.

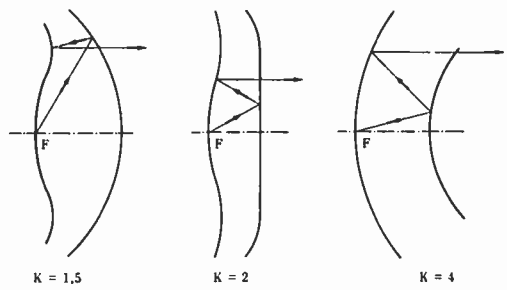


Fig. 6. — Formes d'antennes aplanétiques à double réflecteur. K = (rayon du cercle de Abbe)/(distance axiale des réflecteurs).

1.5. Les grands champs angulaires

Le fonctionnement correct d'une antenne dans un grand champ angulaire peut être obtenu par l'utilisation de systèmes aplanétiques, par exemple à double réflecteur ou à réflecteur et lentille.

Comme l'a montré M. Salmon, d'excellents résultats sont obtenus dans le cas de la coma d'un système non centré lorsqu'une distribution de champ conjuguée de la distribution de la tache de diffraction aberrante est créée sur la source.

La lentille de Luneburg peut être aussi utilisée. Elle focalise parfaitement l'énergie issue d'une source placée sur sa périphérie ou légèrement en dehors. Des réalisations en cubes diélectriques ont été faites ; elles ont montré qu'une quantification sommaire de l'indice était souvent acceptable.

2. Antennes nouvelles

Toute antenne directive est constituée d'un ensemble discret ou continu de sources élémentaires.

Dans les antennes classiques les signaux issus des sources sont combinés linéairement, les coefficients étant en général constants. Tout au plus peuvent-ils varier lentement, d'une façon établie a priori, dans le cas de certains balayages électro-mécaniques.

La plupart des nouvelles antennes sont caractérisées par la combinaison de sources avec des coefficients variables, parfois même non linéaires.

2.1. Antennes agiles en direction

Elles permettent de changer à loisir la direction du pinceau en un temps très court, au moins de l'ordre des millisecondes et souvent inférieur à la micro-seconde.

Cela ouvre aux radars non seulement la possibilité d'utiliser un programme de recherche optimal, mais aussi les avantages des procédés de la détection séquentielle. De tels radars peuvent effectuer des fonctions multiples : la veille, l'acquisition, l'entretien des pistes, la poursuite, l'illumination. Leur temps de réaction est alors considérablement réduit.

Pour que le pinceau d'une antenne se déplace, il faut que la surface équiphase que l'antenne produit sur son ouverture soit modifiée.

Dans les cas classiques, généralement l'antenne entière est mobile ; elle entraîne dans son mouvement la surface équiphase formée sur son ouverture.

Les antennes agiles peuvent être fixes, seule la surface équiphase est mobile selon la direction voulue du pinceau. Pour ce faire, les déphasages nécessaires sont obtenus soit par des déphaseurs commandés, à ferrites ou à semiconducteurs par exemple, soit par une matrice à plusieurs entrées commutées, à chacune correspondant une direction du pinceau.

Les déphaseurs peuvent être placés en série ou en parallèle ; dans le premier cas, une ligne dispersive peut être utilisée à leur place et le balayage fait par variation de la fréquence.

2.2. Antennes a cohérence artificielle

Les sources qui constituent les antennes sont généralement groupées de telle sorte que la cohérence relative soit obtenue par leur disposition même.

Des cas existent où ce résultat est obtenu par des procédés électroniques. Ce sont par exemple :

— les antennes adaptables aux signaux reçus, soit par phase-lock à la réception (application aux grandes antennes spatiales), soit par réémission d'une phase opposée à la phase reçue (extension des réseaux de Van Atta, application aux antennes des satellites) ;

— les antennes synthétiques, utilisées en particulier pour les radars à vision latérale. Ici c'est le même ensemble qui est cohérent dans le temps et l'espace.

Enfin, les signaux issus de plusieurs sources peuvent être traités non linéairement. Ce procédé, très utilisé en Radio-Astronomie, est efficace lorsqu'une seule cible est présente ; lorsqu'il y en a plusieurs, des difficultés apparaissent. De plus, le rapport signal/bruit à l'entrée doit être excellent.

3. Erreurs dues au milieu

Un milieu réfractif imparfaitement connu existe entre la cible et l'antenne. C'est toujours la troposphère et parfois l'ionosphère. Des erreurs se produisent sur les mesures de la position et de la vitesse.

3.1. Erreur sur la position de la cible

La réfraction troposphérique est un phénomène optique bien connu ; en radioélectricité il est aggravé par l'influence de la vapeur d'eau dont la concentration est très variable.

La figure 7 donne l'erreur en site pour diverses valeurs de la réfractivité au sol [4]. Il est impossible d'atteindre la correction totale par le calcul car des

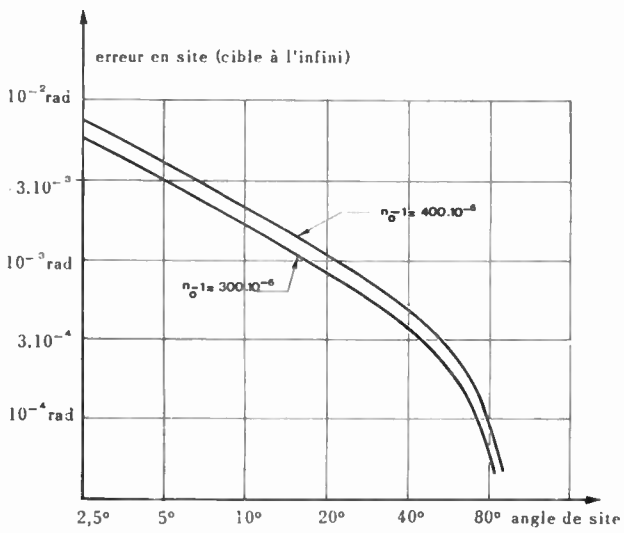


Fig. 7. — Erreur de site due à la troposphère.

erreurs existent tant sur la réfractivité mesurée que sur la distribution de l'indice en fonction de l'altitude.

L'erreur est en grande partie due à la nature monostatique du procédé : les angles sont mesurés géométriquement sur les axes d'une antenne asservie aux plans équiphases des ondes incidentes.

Lorsque des cibles extra-atmosphériques doivent être localisées avec une très grande précision, de l'ordre du microradian, un système multistatique doit être utilisé : l'interféromètre. Les angles sont alors déduits des différences des retards des signaux captés par diverses antennes, celles-ci étant fixes ou pointées sommairement.

Si on suppose que la troposphère est stratifiée horizontalement, elle introduit le même retard pour

chacune des antennes. Aucune erreur ne serait donc faite avec ce procédé s'il n'existait des gradients horizontaux ; en tout cas, la plus grande partie de l'erreur est compensée sans qu'aucune mesure de la réfractivité ne soit nécessaire.

Des ambiguïtés sont inévitables ; elles sont facilement levées dans le cas des cibles coopératives.

Plus complexes sont les effets de *l'ionosphère*. L'indice de réfraction est très variable et le milieu est dispersif.

Aux fréquences élevées, on peut négliger les pertes et la biréfringence due au champ terrestre, dont le seul effet est la rotation du plan de polarisation. On peut alors écrire :

$$n^2 = 1 - \frac{f_p^2}{f^2} ,$$

où la fréquence de plasma est $f_p = \sqrt{80\,N}$ (Hz), en appelant N la concentration des électrons (m^{-3}).

On a sensiblement :

$$n \cong 1 - \frac{40\,N}{f^2}$$

L'erreur de position (fig. 8) due à l'ionosphère est verticale pour une stratification sphérique lorsque la

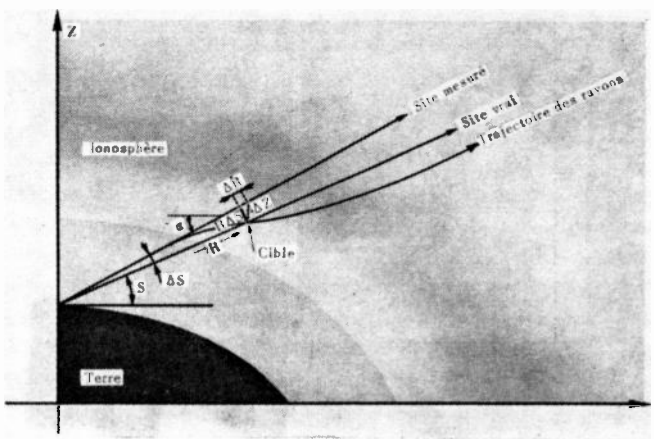


FIG. 8. — Réfraction ionosphérique.

mesure de la distance est basée sur le retard de groupe. Elle vaut :

$$\Delta z = \frac{40 \int_0^z N dz}{f^2 \sin^2 \alpha} ,$$

où α est l'angle que fait le rayon avec la couche moyenne (400 km).

L'erreur de site, à la distance R, est donnée par :

$$\Delta S = \frac{40 \int_0^z N dz}{R f^2 \sin \alpha \operatorname{tg} \alpha}$$

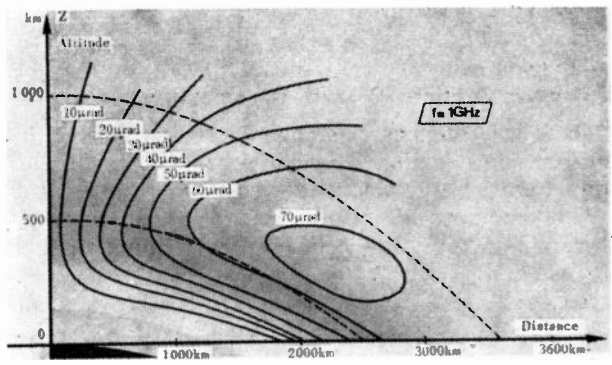


FIG. 9. — Erreur de site due à l'ionosphère.

L'erreur faite, variable comme le carré de la longueur d'onde, a été calculée à 1 GHz. La figure 9 montre les courbes lieux d'erreur constante dans le plan vertical déterminé par le radar et la cible. La fréquence critique a été prise égale à 12 MHz environ.

L'erreur maximale ne se produit pas à l'horizon, mais vers 6° de site. A 700 km d'altitude, l'erreur angulaire est maximale, elle décroît au-dessus.

L'erreur de distance est donnée par :

$$\Delta R = \frac{40 \int_0^z N dz}{f^2 \sin \alpha} ,$$

Des courbes lieu d'erreur constante ont été tracées dans la figure 10.

La rotation de la polarisation par effet Faraday est donnée par :

$$\Delta\varphi = \frac{e}{m} \frac{40}{c f^2} \frac{B \cos \theta}{\sin \alpha} \int_0^z N dz ,$$

où c est la vitesse de la lumière, B l'induction magnétique terrestre, θ l'angle entre le rayon et le champ magnétique, e/m le rapport charge/masse de l'électron.

En France, aux sites bas, pour 600 km d'altitude, on trouve $\Delta\varphi \cong \pi/2$ à 1 000 MHz, pour l'aller et retour (vers le Sud).

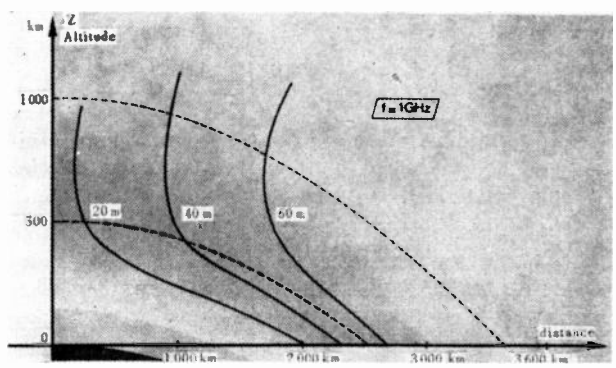


FIG. 10. — Erreur de distance due à l'ionosphère.

Contrairement à l'erreur due à la troposphère, l'erreur ionosphérique ne peut être réduite par l'emploi d'un système multistatique, à moins qu'il ne s'agisse de sondes spatiales très lointaines et qu'une base très longue ne soit utilisée.

Mais l'ionosphère est dispersive et l'erreur devient faible lorsqu'une courte longueur d'onde est utilisée. Si on ne peut pas le faire, l'emploi simultané de deux fréquences permet de compenser l'erreur dans une très large mesure ; ce procédé est utilisé dans les satellites de navigation (Transit) et dans ceux qui sont destinés à étudier l'ionosphère.

L'influence de la fréquence sur l'erreur ionosphérique est mise en évidence par le fait qu'elle est de 20 km à 100 MHz et seulement de 2 m à 10 GHz, pour un site de 5° et une altitude de 600 km.

3.2. Erreurs sur la vitesse

La turbulence des milieux produit des fluctuations faibles, mais rapides, des mesures de position. D'où des erreurs appréciables sur les mesures des composantes de la vitesse.

Lorsque la cible est plongée dans l'ionosphère, une erreur systématique de vitesse radiale existe, due à l'indice local différent de l'unité ; l'erreur est de 10^{-4} à 1 000 MHz, elle varie avec le carré de la fréquence. A cause de la distorsion des surfaces équiphases, une erreur de vitesse angulaire existe, elle est du même ordre. De plus, la turbulence ionosphérique perturbe les mesures de position et introduit des erreurs sur leurs dérivées, comme pour la troposphère.

Les procédés multifréquence sont applicables pour réduire l'erreur. Les erreurs ionosphériques deviennent négligeables aux fréquences élevées (bande S à X) d'où leur utilisation pour les systèmes multistatiques de grande précision utilisés pour la trajectographie des engins balistiques : par exemple Azusa (bande C) et Mistram (bande X).

4. Conclusion

De nouvelles idées existent et les limites physiques ne sont pas encore atteintes. L'avenir nous réserve donc des progrès dans les performances des antennes radar.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Croom D.L. — Naturally occurring thermal radiation in the range 1-10 GHz. *Proc. IEE*, mai 1964, p. 967.

[2] Hogg D.C. et Semplak R.A. — The effect of rain and water vapor on sky noise at centimeter wavelengths. *B.S.T.J.*, septembre 1961.

[3] Blake L.V. — Tropospheric absorption loss and noise temperature in the frequency range 100-10 000 MHz. *IRE Trans. AP*, janvier 1962, p. 101.

[4] Von Handel P.F. et Höhndorf F. — High accuracy tracking of space vehicles, *IRE Trans. MIL*, octobre 1959, p. 162.

ÉTUDE ANALYTIQUE ET FONCTIONNELLE DE LA TRANSMISSION DE DONNÉES*

PAR

J. LABEYRIE

Ingénieur en chef des Télécommunications

Centre National d'Etudes des Télécommunications

1. Généralités

La transmission de données est une transmission numérique, au même titre que la transmission télégraphique ou que les procédés plus modernes utilisés dans les systèmes à modulation par impulsions codées (MIC).

De façon précise, qu'est-ce qu'une transmission numérique ? Comment se situe la transmission de données par rapport aux autres transmissions numériques ? Quelles sont ses caractéristiques essentielles ? Il nous paraît nécessaire de répondre en premier à ces questions.

Numérique s'oppose à analogique. Une transmission numérique achemine de l'information codée binaire. Une transmission analogique véhicule des signaux non quantifiés et non codés tels que ceux représentant habituellement la parole, des images, des mesures...

On peut facilement traiter à part le cas des systèmes MIC. Un signal MIC n'est que la version codée d'un signal analogique. De ce point de vue, le codage n'est pas immanent. Il est le fait d'un organe situé à l'extrémité émettrice du système MIC qui a transformé le signal analogique initial en une suite de chiffres binaires. A la réception, la transformation inverse est effectuée. Il est vrai que les systèmes MIC peuvent également acheminer des données et du télégraphe, et de différentes façons, mais ce point sera examiné plus en détail au chapitre 3.

Les transmissions de données et les transmissions télégraphiques réalisent un *transfert d'information* d'un support codé à un autre support codé du même type ou d'un type différent. L'expression *support codé* est prise ici dans un sens très général. Elle peut désigner la bande ou la carte perforée, la bande ou le disque magnétique, des mémoires centrales de calculateur ou même des objets de grande diffusion tels que le « badge » perforé, petite carte en matière plastique à perforations multiples et le « cartridge » ou chargeur de poche (fig. 1).

Notons toutefois que la présence d'un support codé à l'émission ou à la réception n'est pas absolument nécessaire. La télégraphie met plus souvent en œuvre un clavier et une imprimante qu'un lecteur et un perforateur de bande. De même, la transmission de données peut utiliser, outre le clavier et l'imprimante, des dispositifs de visualisation sur écrans de télévision. Dans ce cas, la chaîne de transmission comprend une entrée manuelle ou une sortie perceptible.

La transmission de données se différencie de la télégraphie par l'étendue de la gamme des services qu'elle offre mais surtout par le fait essentiel qu'à l'une ou l'autre des extrémités de la liaison, ou aux deux, se trouve un calculateur électronique, origine ou destination finale de la transmission. La distinction

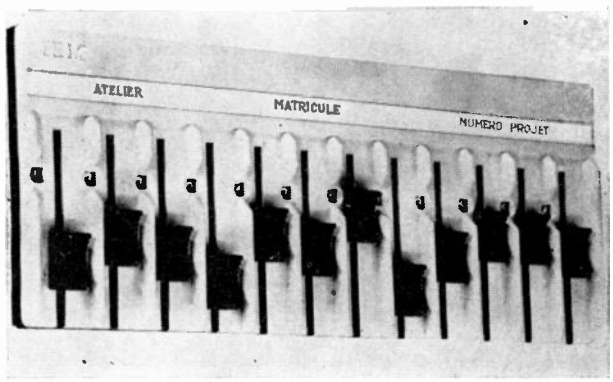


FIG. 1. — Cartridge ou chargeur de poche.

* La première partie de cet article reproduit le texte de la conférence prononcée le 17 mars 1964 au cours de la demi-journée d'études commune de la 2e Section de la SFER et de la 5e Section de la S.F.E. ; elle a été complétée par des précisions concernant plus spécialement le personnel des Transmissions mais qui ne manqueront pas d'intéresser nos lecteurs.

n'est pas purement formelle. Dans un centre de calcul, l'entrée manuelle, le ou les transferts, le traitement et la sortie des données sont des opérations soumises à des contrôles multiples. La sécurité de fonctionnement du calculateur ne peut s'accomoder d'une transmission incertaine sur une ligne de télécommunication. Il est donc nécessaire, dans la plupart des cas, de

— la logique de transmission,

— l'équipement d'adaptation à la ligne.

La variété des *sources* et des *collecteurs* est de plus en plus grande. Nous l'évoquions à propos des supports codés. Le tableau I indique de façon plus précise les dispositifs les plus couramment employés.

TABLEAU I

	Sources	Collecteurs
Support codé	Lecteur de « badges » Lecteur de « cartridges » Lecteur de bande perforée Lecteur de cartes Dérouleur de bande magnétique Mémoire centrale de calculateur	Perforateur de bande Perforateur de cartes Dérouleur de bande magnétique Mémoire centrale de calculateur
Entrée et Sortie directes	Clavier Commutateur ouvert/fermé Commutateur décimal Contact de relais	Imprimante Affichage de chiffres binaires Affichage de chiffres décimaux Commande d'un contact Visualisation sur écran

protéger cette transmission contre les erreurs produites par les altérations du signal de données. Un critère simple est de considérer que le taux d'erreurs résiduelles de la transmission, après correction, doit être du même ordre de grandeur que celui du calculateur fonctionnant en local.

La télégraphie, du fait de la redondance de l'écriture, néglige le plus souvent de se protéger contre les erreurs de transmission. Toutefois sur des moyens de télécommunication peu fiables, comme les liaisons en ondes décamétriques, il a été nécessaire d'utiliser, dans certains cas, des dispositifs à détection d'erreurs et répétition des caractères erronés, de manière à satisfaire aux avis du CCITT recommandant que le taux d'erreurs sur les caractères ne dépasse pas la valeur de 3×10^{-5}.

Les exigences de la transmission de données sont d'un ordre de grandeur tout différent. Bien que l'objectif à atteindre soit fonction de l'utilisation envisagée, un taux d'erreurs résiduelles de 10^{-8} sur les caractères peut être donné comme exemple significatif.

2. Les installations terminales de transmission de données

2.1. ETUDE FONCTIONNELLE

Une installation terminale comprend l'ensemble des équipements utilisés à une des extrémités de la liaison pour former et (ou) recevoir le signal et se protéger contre les erreurs.

Il est classique de la décomposer en trois sous-ensembles :

— la source et (ou) le collecteur de données (1),

(1) Ces deux termes sont pris ici dans une acception plus restreinte que dans le vocabulaire CCITT [1], les fonctions logiques sont exclues.

La *logique de transmission* constitue l'unité autour de laquelle s'organise l'installation terminale. Ses fonctions essentielles sont :

— de former les caractères, blocs et messages,

— d'assurer la protection contre les erreurs.

La notion de *caractère* est classique en télégraphie. La définition de ce mot en transmission de données est très voisine [1]. On peut simplement noter que les caractères de commande (par opposition aux caractères d'information : lettres, chiffres décimaux, signes de ponctuation ou signes mathématiques) sont notablement plus nombreux. L'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), dans son projet de code à 7 moments [2], les classe en quatre catégories suivant qu'ils permettent :

— la commande de la transmission,

— la commande de la mise en page,

— la commande d'un appareil auxiliaire,

— ou la séparation de l'information (fonctions analogues à celle du caractère « Espace » en télégraphie).

Le format du caractère comprend de 5 à 8 moments. Les travaux de l'ISO et du CCITT sont actuellement orientés vers des formats à 6 ou 7 moments. Mais déjà pointe à l'horizon l' « octet », assemblage de deux chiffres décimaux à 4 moments ou caractère à 8 moments.

Un caractère correspond physiquement à une rangée de perforations sur une bande, à une colonne de carte perforée, à une tranche de bande magnétique de quelques dizaines de microns, à la position d'un des douzes curseurs du chargeur de poche, à une touche de clavier, etc.

La source fournit à la logique les caractères sur

autant de fils qu'il y a de moments dans le caractère. La jonction entre les deux équipements est dite, pour cette raison, parallèle.

La logique forme les caractères, c'est-à-dire, met en série les différents moments du caractère en les faisant éventuellement précéder (et suivre) d'un élément de départ (et d'un élément d'arrêt). Cette fonction n'est, de fait, pas nécessaire dans le cas des installations très simples qui utilisent le mode de transmission parallèle (2) sur les lignes.

Mais pour des raisons touchant à la protection contre les erreurs, il est souvent nécessaire d'aller plus avant dans l'élaboration du format de transmission. Les caractères sont alors assemblés en des *blocs de transmission* qui constituent, dans ce cas, le « quantum » de signal. Une retransmission comprendra toujours un nombre entier de blocs.

Les étapes ultérieures de formation sont plus imprécises et diffèrent suivant les systèmes. Une indication de la structure hiérarchique projetée par l'ISO est donnée dans le tableau II.

TABLEAU II

Désignation	Constitution
Caractère	5 à 8 moments
Bloc de transmission	Nombre fixe ou variable de caractères
Texte	Un ou plusieurs blocs
Message	Un ou plusieurs textes avec adresse unique

Dés caractères de commande de transmission sont utilisés pour séparer l'adresse, les textes et les blocs d'un même message.

Il est nécessaire, pour former les caractères, blocs et messages, de disposer d'une base de temps fournie par une *horloge*, le principe étant, comme en télégraphie, d'affecter des intervalles de temps égaux T à chaque moment. Cette horloge peut être située dans la logique ou dans l'équipement d'adaptation à la ligne. De toutes façons, elle est unique et distribue l'heure à toute l'installation. Il est habituel de distinguer les systèmes *synchrones* et *asynchrones*. Ces adjectifs caractérisent le fonctionnement permanent ou intermittent de l'horloge. En mode asynchrone, l'horloge est mise en marche au début de chaque caractère (ou bloc) et arrêtée à la fin ; il en résulte que les intervalles entre caractères (ou blocs) ne sont pas des multiples entiers de l'intervalle unitaire T.

A la réception, l'horloge peut être, ou non, *synchronisée* sur les transitions du signal de données. On peut, de la sorte, classer les horloges de réception en trois catégories suivant que le système est :

— synchrone synchronisé,

— asynchrone non synchronisé,

— asynchrone synchronisé.

Comme il a été dit précédemment, assurer la protection contre les erreurs de transmission est une des fonctions essentielles de la logique. Mais avant d'examiner cette question, il est nécessaire de préciser les deux concepts fondamentaux de *voie d'aller* et de *voie de retour*.

La voie d'aller est une voie de transmission dirigée dans le sens du transfert, allant de la source au collecteur. Le schéma fonctionnel de la figure 2 la représente

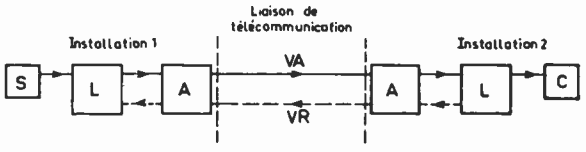


FIG. 2. — Voies d'aller et retour.
A. Equipement d'adaptation à la ligne.
C. Collecteur de données.
L. Logique de transmission.
S. Source de données.
VA. Voie d'aller.
VR. Voie de retour.

uniformément par un trait plein. Il n'en résulte pas pour autant que sa constitution soit identique tout au long du parcours. C'est ainsi qu'elle est multifilaire entre la source (ou le collecteur) et la logique, qu'elle peut devenir unifilaire entre la logique et l'équipement d'adaptation et que, sur la liaison de télécommunication, elle s'identifie le plus souvent à un canal de fréquence véhiculant des signaux modulés.

La voie de retour, dirigée en sens inverse du transfert, est établie entre les deux logiques d'émission et de réception.

Les procédés les plus couramment utilisés pour assurer la protection contre les erreurs sont décrits de façon très sommaire dans le tableau III. Les appellations sont reprises du vocabulaire CCITT [1].

Le système détecteur d'erreurs sans répétition est plutôt orienté vers les applications militaires en temps réel. Il convient, par exemple, à des transmissions à distance de coordonnées de points de trajectoire. Dans ce cas, il est souhaitable que la transmission soit aussi rapide que l'engin et l'on préfère éliminer les points faux plutôt que de perdre du temps en répétant les messages erronés.

Le système autocorrecteur semble constituer, à première vue, le procédé le plus séduisant. Mais il n'a pas été possible jusqu'à maintenant de construire des codes correcteurs adaptés aux configurations d'erreurs que l'on rencontre le plus communément sur les lignes. Il n'est, de ce fait, cité que pour mémoire dans le tableau III.

Dans ces conditions, le système, de loin le plus utilisé, est le système détecteur d'erreurs avec répétition. Il constitue l'ossature de la plupart des matériels à correction automatique actuellement disponibles sur le marché français.

Le système correcteur d'erreurs par retour de l'information peut être jugé primaire par le théori-

(2) Une transmission est dite « série » [1], lorsque les différents éléments de signal qui composent un signal de caractère sont transmis en des intervalles de temps successifs. Elle est dite « parallèle » si ces éléments de signal sont transmis simultanément.

TABLEAU III

Procédé	Données transmises sur la voie d'aller	Voie de retour	Données transmises sur la voie de retour	Fonctions assurées par la logique d'émission	Fonctions assurées par la logique de réception
Système détecteur d'erreurs sans répétition	Information + Redondance	non		Formation d'un code détecteur au niveau du bloc (ou du caractère)	Détection logique des erreurs + Estimation de la qualité du signal reçu ↓ Annulation des blocs (ou caractères) erronés
Système autocorrecteur	Information + Redondance	non		Formation d'un code correcteur au niveau du bloc (ou du caractère)	Correction logique des blocs (ou caractères)
Système détecteur d'erreurs avec répétition	Information + Redondance	oui	Décision (Acceptation ou demande de répétition)	Formation d'un code détecteur au niveau du bloc (ou du caractère) Répétition des blocs (ou caractères) erronés	Détection logique des erreurs + Estimation de la qualité du signal reçu ↓ Acceptation ou demande de répétition des blocs (ou caractères)
Système correcteur d'erreurs par retour de l'information	Information	oui	Information	Comparaison directe des données émises et reçues Répétition des caractères erronés	

cien de l'information. Il exige, en effet, une voie de retour de capacité égale à celle de la voie d'aller. En dépit de cet handicap, il trouve un domaine d'application pour les transmissions à faible vitesse utilisant une liaison de télécommunication intégralement duplex (liaison télégraphique par exemple).

Les systèmes à correction automatique sont nécessairement coûteux. Dans certains cas, il peut être plus avantageux d'utiliser des équipements simplifiés, quitte à alourdir l'exploitation. Diverses procédures sont possibles qui font intervenir soit deux opérateurs, à l'émission et à la réception, soit un seul à l'émission.

Nous ne ferons que mentionner ici l'existence de l'équipement d'adaptation à la ligne. Il est en effet plus logique de décrire les différents types d'équipements en liaison étroite avec les lignes de télécommunication qui leur sont connectées.

Entre la logique de transmission et l'équipement d'adaptation se situe une nouvelle *jonction* qui a fait l'objet d'une étude très détaillée à l'ISO puis au CCITT. L'avis V 24 du CCITT [3] lui est entièrement consacré.

Cet avis définit les fonctions des différents fils de la jonction (cf. à titre purement indicatif le tableau IV) et les caractéristiques électriques des signaux échangés sur ces fils.

Il importe de retenir que ces fils sont, pour la plupart, facultatifs (certains couples sont du reste exclusifs, c'est ainsi que l'horloge d'émission utilisera le fil 13 *ou* le fil 14 suivant qu'elle est intégrée à la logique ou à l'équipement d'adaptation) et que la liste établie par le CCITT n'a pas un caractère exhaustif.

Les signaux échangés sont bivalents. Les deux états d'un fil sont caractérisés par des tensions v_0 et v_1 mesurées par rapport à la terre de signalisation :

$$3\ \text{V} \leqslant v_0 \leqslant 25\ \text{V}$$

$$-25\ \text{V} \leqslant v_1 \leqslant -3\ \text{V}$$

Le signal de données sur les fils 3 et 4 est un signal bivalent série « en courant continu ». Notons toutefois que ces deux fils ne peuvent être assimilés aux fils TRON et RON de la télégraphie, les intensités des courants étant notablement plus faibles sur les fils de la jonction CCITT et dépendant de l'impédance de terminaison, variable de 3 000 à 7 000 Ω.

Ceci nous amène à préciser que l'avis V 24 du CCITT ne s'applique pas à toutes les transmissions de données. Sont exclues les transmissions sur liaisons télégraphiques, les transmissions « parallèle » sur liaisons téléphoniques et les transmissions à très grande vitesse

TABLEAU IV

Fil		Sens de transmission
1	Terre de protection	
2	Terre de signalisation	
3	Fmission de données	→
4	Réception de données	←
8	Connectez le poste de données à la ligne	→
7	Poste de données prêt	←
5	Demande pour émettre	→
6	Prêt à émettre	←
24	Coupure du récepteur de données	→
25	Indicateur d'appel	←
9	Détecteur de la porteuse de données	←
10	Détecteur de la qualité du signal de données	←
11	Sélecteur de rapidité de modulation	→
12	Sélecteur de rapidité de modulation	←
26	Sélection de la fréquence d'émission	→
27	Sélection de la fréquence de réception	→
13	Base de temps pour les éléments de signal (émission)	→
14	Base de temps pour les éléments de signal (émission)	←
28	Base de temps pour les éléments de signal (réception)	→
15	Base de temps pour les éléments de signal (réception)	←
16	Base de temps pour les blocs (émission)	→
17	Base de temps pour les blocs (réception)	←

Remarque ; Ne figurent dans le tableau IV que les fils relatifs à la voie d'aller.

→ de la logique vers l'équipement d'adaptation
← de l'équipement d'adaptation vers la logique

dans des canaux de fréquences de largeur supérieure à celle de la voie téléphonique.

2.2. Classification des installations terminales

On peut classer les installations du point de vue de la fonction qu'elles assurent dans le transfert d'information ou de leur configuration générale.

Dans le premier cas, il est habituel de distinguer les installations qui peuvent :

— émettre,
— recevoir,
— émettre et recevoir à l'alternat,
— émettre et recevoir simultanément.

Il importe de bien souligner que cette distinction se réfère au transfert d'information, c'est-à-dire, aux données transmises sur la voie d'aller. L'existence d'une voie de retour, la possibilité d'exploiter à l'alternat ou en duplex intégral les voies d'aller et de retour sont de tout autres questions qui ne doivent pas être prises ici en considération.

La figure 3 donne, sous forme schématique, les configurations des différentes installations possibles lesquelles s'organisent autour d'une logique commune. Les schémas I*a* et II*a* se rapportent à des installations conçues seulement pour émettre ou recevoir de l'information codée. Les schémas I*b*, II*b* et III sont relatifs à des installations plus complexes capables d'émettre et de recevoir, à l'alternat ou simulta-

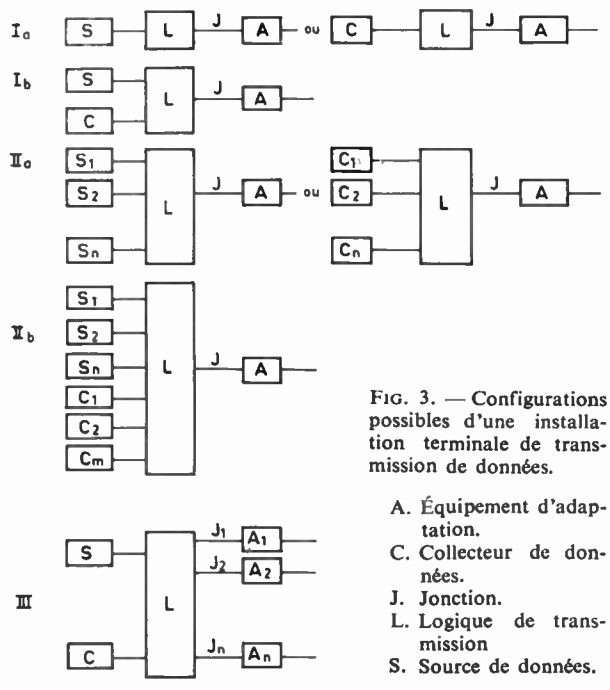


FIG. 3. — Configurations possibles d'une installation terminale de transmission de données.

A. Équipement d'adaptation.
C. Collecteur de données.
J. Jonction.
L. Logique de transmission
S. Source de données.

nément. Dans le cas II la commutation des sources et des collecteurs peut être manuelle ou automatique. Plusieurs collecteurs peuvent être branchés simultanément. La logique de l'installation III (multiplexeur) effectue une *commutation de messages* entre les différentes entrées et sorties.

3. L'utilisation des liaisons de télécommunication existantes pour la transmission de données

3.1. Problèmes d'adaptation

De nombreux essais, effectués dans plusieurs pays différents, ont montré que l'on pouvait utiliser les liaisons télégraphiques et téléphoniques et les canaux à large bande pour transmettre les signaux de données [4] [5].

L'équipement d'adaptation diffère suivant que la liaison de télécommunication est une *voie de transmission numérique* ou un *canal de fréquences* [1].

Le réseau actuel ne comprend, en fait de voie de transmission numérique, que la liaison télégraphique du réseau télex et la liaison télégraphique spécialisée. Dans le futur, on peut penser que des voies ayant un accès numérique à un système MIC seront mises à la disposition des abonnés. Les voies télégraphiques acceptent des signaux bivalents « en courant continu ». La rapidité de modulation doit être voisine de 50 bauds, sans que les tolérances, du moins en service national, soient très strictes. Il est évidemment possible de multiplexer dans le temps plusieurs voies de transmission de données sur une même voie télégraphique. En ce qui concerne les voies MIC à accès numérique, les possibilités offertes seraient analogues, à ceci près que les répéteurs seraient munis de dispositifs de régénération ce qui obligerait à synchroniser la rapidité de modulation du signal de données sur celle du système MIC ou sur un sous-multiple dans le cas d'une utilisation partagée.

Dans ce cas, l'équipement d'adaptation se réduit à un *coffret de manœuvre et de transfert* assurant les commutations nécessaires.

Le problème est plus complexe si l'on veut utiliser un canal de fréquence :

— voie téléphonique ([3]) (300 - 3 400 Hz),

— canal de groupe primaire (60 - 108 kHz), etc.

Il faut dans ce cas convertir le signal de données « en courant continu », qui se présente sur le fil « Emission de données » de la jonction, en un nouveau signal remplissant les deux conditions suivantes :

— avoir un spectre adapté à la bande des fréquences transmises,

— être insensible au décalage de fréquence introduit par les systèmes à courants porteurs.

Cette conversion de signaux prend la forme à l'émission d'une *modulation* (modulation d'amplitude, de fréquence, de phase, etc.), d'une *démodulation* à la réception. Les procédés de modulation présentement utilisés s'apparentent à ceux très classiques de la télégraphie harmonique. Mais déjà apparaissent des systèmes plus avancés faisant appel à des modulations bivalentes à bande résiduelle [6], à des modulations multivalentes [7] ou même à des dispositifs logiques à compression de bande [8]. La course vers les systèmes de modulation et de codage à haute efficacité est lancée. Les débits d'information actuels sont tellement dérisoires comparés à la limite de Shannon, les sources, les collecteurs et les logiques sont tellement coûteux comparés aux modulateurs et démodulateurs que tous les espoirs semblent permis.

Encadrée par un modulateur et un démodulateur, la bande ou une sous-bande de fréquences constitue une voie de transmission numérique. On peut, de la sorte, multiplexer en fréquence plusieurs voies de transmission numérique dans un même canal de fréquence, puis éventuellement, multiplexer dans le temps (au niveau de la logique de transmission) plusieurs voies de transmission de données (voies d'aller et/ou voies de retour) dans une même voie de transmission numérique.

L'équipement d'adaptation appelé, dans ce cas, *équipement de conversion de signaux* comprend donc un nombre variable de modulateurs et démodulateurs (lesquels peuvent être associés à une même voie de transmission numérique et constituer un *modem*) et des dispositifs de commutation en rapport avec les fils de commande de la jonction. Une horloge ainsi que des organes d'estimation de la qualité du signal reçu (seuil de niveau, etc.) peuvent également faire partie de cet équipement.

3.2. Transmission de données et transmission télégraphique

Peut-être n'est-il pas inutile à ce stade de l'exposé de bien marquer la différence entre une voie de transmission de données utilisant un canal de fréquence (par exemple, une liaison téléphonique commutée) et une voie de transmission télégraphique du réseau télex.

Dans le premier cas, les signaux de données se présentent tout au long du parcours sous forme de signaux modulés ; une seule modulation, au départ, dans l'installation du premier abonné, une seule démodulation, à l'arrivée, dans l'installation du second abonné.

Les signaux télégraphiques, par contre, effectuent les trajets urbains sous forme de signaux « en courant continu ». Sur les circuits interurbains, ils sont, en général, acheminés par des systèmes de télégraphie harmonique. Les centres de commutation au départ, à l'arrivée ou en transit sont traversés « en courant continu ». On voit donc que le nombre de modulations et de démodulations est variable et fonction de la constitution de la liaison.

La plupart des réseaux télex, de par le monde, ont été conçus de la sorte. On peut toutefois noter que l'American Telephone and Telegraph vient de réaliser de tout autre façon son nouveau réseau

([3]) Voie téléphonique d'un système classique à multiplexage en fréquence, prolongée éventuellement par une voie ayant un accès analogique à un système MIC à multiplexage dans le temps.

DTWX, homologue d'un réseau télex. Les abonnés sont équipés de modulateurs-démodulateurs (modems) et la transmission y est effectuée à la manière d'une transmission de données sans démodulation en des points intermédiaires.

3.3. Exemples d'utilisation de liaisons téléphoniques

Il n'entre pas dans les vues de cet article de décrire les différents équipements de conversion de signaux actuellement disponibles ou annoncés. Un fichier assez complet est en cours de préparation à la Commission Permanente de l'Electronique du Plan.

Indiquons simplement, à titre d'exemple, les deux familles d'équipements qui s'inspirent des avis V 21 et V 23 du CCITT [3]. Ces deux avis concernent, au premier chef, le réseau téléphonique commuté. Toutefois ils peuvent s'appliquer aussi, par extension, aux liaisons téléphoniques spécialisées.

L'avis V 21 définit deux voies de transmission numérique V_1 et V_2, à modulation par déplacement de fréquence, dont les fréquences caractéristiques sont respectivement :

V_1 1 080 ± 100 Hz

V_2 1 750 ± 100 Hz.

La correspondance entre les états du signal bivalent « en courant continu » du fil « Emission de données » de la jonction et les fréquences caractéristiques du signal modulé est régie par les avis V 1 et V 24 (cf. Tableau V).

Tableau V

Moment	Tension du fil de la jonction	Fréquence caractéristique
0 (Condition A)	Positive	Haute
1 (Condition Z)	Négative	Basse

La rapidité de modulation maximale des signaux de données acheminés par les voies V_1 et V_2 est de l'ordre de 200 bauds.

Le tableau VI (cas 1) indique de façon schématique les possibilités offertes par deux voies unidirectionnelles $\overrightarrow{V_1}$ et $\overleftarrow{V_2}$. On peut effectuer, de la sorte, des transferts d'information unidirectionnels, bidirectionnels à l'alternat ou simultanés. Dans ce dernier cas, il est nécessaire de multiplexer dans le temps, sur une même voie de transmission, la voie d'aller d'un transfert et la voie de retour du deuxième.

En fait, pour des questions d'opposabilité d'installations dans des réseaux complexes, il peut être nécessaire de constituer la voie V_1 tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, la voie V_2 étant toujours établie en sens inverse de la voie V_1. Cela conduit alors à associer à chaque sous-bande un modem et non un simple modulateur (ou démodulateur).

L'avis V 23 définit une voie de transmission V à modulation par déplacement de fréquence dont les fréquences caractéristiques sont :

Variante n° 1 1 500 ± 200 Hz

Variante n° 2 1 700 ± 400 Hz.

Est aussi proposée une voie facultative w, en sens inverse de la première, qui correspond à la première voie de la télégraphie harmonique à 50 bauds, à déplacement de fréquence. Les fréquences caractéristiques sont :

420 ± 30 Hz.

La correspondance entre les fréquences caractéristiques et les états du signal sur la jonction est la même que précédemment (cf. Tableau V).

Les rapidités de modulation maximales sur les voies V et w sont :

V (variante n° 1) : 600 bauds
V (variante n° 2) : 1 200 bauds
w : 75 bauds.

La variante n° 2 de la voie V convient aux liaisons téléphoniques spécialisées et à certaines liaisons établies par le réseau commuté, à condition que les différents circuits soient de bonne qualité (circuit HF, circuit BF - H 88). La variante n° 1 a été prévue à titre de secours, dans le cas d'une constitution de liaison très complexe ou de circuits BF à forte charge.

Les possibilités offertes par ce système diffèrent suivant que la liaison téléphonique est, même partiellement, en 2 fils ou, au contraire, de constitution 4 fils intégrale.

Dans le premier cas (qui correspond en particulier à l'utilisation du réseau commuté), ce système permet d'effectuer des transferts d'information unidirectionnels ou bidirectionnels à l'alternat (cf. Tableau VI ; cas 2, 3 et 4). La voie w n'est pas indispensable, comme il ressort nettement de l'examen du cas 2 où la voie de retour est constituée en inversant le sens de transmission de la voie V à la cadence d'émission des blocs.

Il est, par contre, possible de réaliser des transferts d'information bidirectionnels simultanés sur une liaison spécialisée à 4 fils (cf. Tableau VI ; cas 1 et 5). Le cas 5, qui nécessite de multiplexer en fréquence, sur chaque canal de fréquence, une voie large V et une voie étroite w, est cité ici pour mémoire. Il semble plus économique de constituer deux voies de transmission rapides $\overrightarrow{V_1}$ et $\overleftarrow{V_2}$ et de multiplexer dans le temps (dans la logique de transmission) la voie d'aller d'un transfert avec la voie de retour du deuxième (cas 1).

L'impossibilité de transferts d'information bidirectionnels simultanés sur une liaison téléphonique, à accès 2 fils et de constitution partielle en 2 fils, s'explique aisément. D'une part, la voie V occupe la majeure partie de la bande des fréquences utilisables et il n'est pas question de multiplexer en fréquence, comme dans le cas des voies à 200 bauds, deux voies identiques dans un même canal téléphonique. D'autre

TABLEAU VI

Cas	Voies de transmission numérique disponibles	Transferts d'information	Constitution des voies d'aller et de retour	
1	$\overrightarrow{V_1}$ et $\overleftarrow{V_2}$	U	$\overrightarrow{VA} = \overrightarrow{V_1}$ et $\overleftarrow{VR} = \overleftarrow{V_2}$	
		BA	$\overrightarrow{VA_1} = \overrightarrow{V_1}$ et $\overleftarrow{VR_1} = \overleftarrow{V_2}$	$\overleftarrow{VA_2} = \overleftarrow{V_2}$ et $\overrightarrow{VR_2} = \overrightarrow{V_1}$
		BS	$\overrightarrow{V_1} = \overrightarrow{VA_1} + \overrightarrow{VR_2}$ et $\overleftarrow{V_2} = \overleftarrow{VA_2} + \overleftarrow{VR_1}$	
2	$\overrightarrow{V}$ ou $\overleftarrow{V}$	U	$\overrightarrow{VA} = \overrightarrow{V}$ ou $\overleftarrow{VR} = \overleftarrow{V}$	
		BA	$\overrightarrow{VA_1} = \overrightarrow{V}$ ou $\overleftarrow{VR_1} = \overleftarrow{V}$	$\overleftarrow{VA_2} = \overleftarrow{V}$ ou $\overrightarrow{VR_2} = \overrightarrow{V}$
3	$\overrightarrow{V}$ et $\overleftarrow{w}$	U	$\overrightarrow{VA} = \overrightarrow{V}$ et $\overleftarrow{VR} = \overleftarrow{w}$	
4	$\overrightarrow{V}$ et $\overleftarrow{w}$ ou $\overleftarrow{V}$ et $\overrightarrow{w}$	BA	$\overrightarrow{VA_1} = \overrightarrow{V}$ et $\overleftarrow{VR_1} = \overleftarrow{w}$	$\overleftarrow{VA_2} = \overleftarrow{V}$ et $\overrightarrow{VR_2} = \overrightarrow{w}$
5	$\overrightarrow{V_1}$ et $\overrightarrow{w_1}$ et $\overleftarrow{V_2}$ et $\overleftarrow{w_2}$	BS	$\overrightarrow{VA_1} = \overrightarrow{V_1}$ et $\overleftarrow{VR_1} = \overleftarrow{w_2}$	et $\overleftarrow{VA_2} = \overleftarrow{V_2}$ et $\overrightarrow{VR_2} = \overrightarrow{w_1}$

U unidirectionnels
BA bidirectionnels à l'alternat
BS bidirectionnels simultanés

VA voie d'aller
VR voie de retour
$+$ signifie multiplexage dans le temps.

part, on ne peut envisager d'utiliser la même bande de fréquences pour des transmissions simultanées et de sens opposés, cela en raison de l'insuffisance de l'équilibrage des transformateurs différentiels de la liaison (passages 2 fils - 4 fils, amplificateurs BF) et des échos importants qui en résultent.

4. Systèmes et réseaux

Pour terminer ce panorama de la transmission de données, il est nécessaire de reparler brièvement du calculateur électronique dont, par définition, la présence est indispensable mais qui est resté quelque peu dans l'ombre lors des développements précédents.

De ce point de vue, on peut parler de *systèmes point à point* réalisant l'interconnexion de deux calculateurs ou bien de *réseaux* mettant en œuvre une station centrale équipée d'un calculateur et un certain nombre de stations, plus ou moins éloignées, dotées d'installations plus ou moins complexes. Ces liaisons permettent notamment :

— à la station centrale, de collecter des données à partir des stations éloignées et (ou) de diffuser des données vers les stations éloignées ;

— aux stations éloignées, d'interroger le calculateur et d'en obtenir une réponse quasi immédiate.

Le calculateur peut être relié électriquement à la chaîne de transmission de données et il joue, dans ce cas, le rôle d'une source et (ou) d'un collecteur, ou bien les données sont reçues sur un support codé et doivent être lues par un organe approprié pour avoir accès à la mémoire centrale du calculateur (4).

Les liaisons entre le calculateur et les stations éloignées peuvent être, si le volume du trafic est relativement faible, des liaisons du réseau téléphonique commuté ou du réseau télex. Pour des trafics

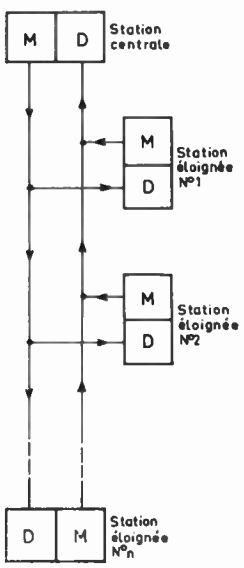


FIG. 4. — Ligne multipoint
M. Modulation.
D. Démodulation.

(4) C'est la distinction classique de la littérature anglo-saxonne entre les calculateurs fonctionnant « on line » et « off line ».

plus importants, il est plus économique de louer une liaison spécialisée téléphonique ou télégraphique. Un cas intermédiaire est celui de la ligne téléphonique spécialisée et partagée dite « ligne multipoint ».

La figure 4 décrit une ligne multipoint à constitution 4 fils intégrale (ligne et dérivations). Elle permet des transferts d'information bidirectionnels entre la station centrale et l'une quelconque des stations éloignées. Par contre un transfert entre deux stations éloignées ne peut être réalisé qu'en transitant par la station centrale qui joue, dans ce cas, le rôle d'un commutateur de messages. La station centrale dirige l'exploitation de la ligne. Elle donne successivement l'ordre d'émettre (polling) à chacune des stations branchées sur la ligne ; inversement, avant d'émettre, il lui faut faire précéder son message d'une adresse de station (et parfois, pour certains réseaux, d'une double adresse : station et collecteur).

Nous voyons ainsi s'ébaucher autour du calculateur un vaste réseau d'antennes de diverses sortes (lignes commutées, lignes spécialisées, lignes multipoint, etc.). Ces lignes peuvent être gérées par une logique commune ; l'installation de la station centrale prend alors la forme d'un multiplexeur tel que celui représenté sur le schéma III de la figure 3, le calculateur pouvant être, comme il a été dit, électriquement connecté, ou non, au multiplexeur...

Ces quelques aperçus sur les réseaux de transmission de données n'avaient point pour but d'épuiser un sujet très vaste et en perpétuel devenir. Ils tendent seulement à montrer que la transmission de données ne peut s'identifier à des transferts point à point et bande à bande un peu plus protégés et un peu plus rapides que ceux de la télégraphie classique.

5. Conclusion

La transmission de données a désormais atteint le stade de la commercialisation. Les circulaires du 6 juillet 1963 et du 31 janvier 1964 de l'Administration des P et T ont ouvert le service sur les liaisons spécialisées, télégraphiques et téléphoniques, ainsi que sur le réseau télex et sur le réseau téléphonique à commutation automatique. La liste des matériels agréés par l'Administration s'allonge chaque jour.

Il a semblé utile de préciser les fonctions essentielles de ces installations nouvelles et de donner un aperçu sur les particularités des réseaux privés qui vont se développer dans les prochaines années. Cette étude, analytique et fonctionnelle, laisse volontairement dans l'ombre les recherches techniques sous-jacentes touchant, par exemple, aux procédés de modulation ou aux structures des codes détecteurs et correcteurs d'erreurs. Elle s'efforce de dégager au travers de la multiplicité des types d'équipements, certaines lignes directrices. Prenant appui sur une technique télégraphique supposée connue, elle tend à souligner les points communs et à marquer les différences.

Les liens étroits qui unissent le traitement et la transmission de l'information codée ont été mis en lumière. Il pourrait être dit, pour conclure, que la transmission de données doit être considérée comme le complément nécessaire d'un calculateur électronique de la troisième génération.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Document CCITT/AP III/22. Définitions pour les transmissions de données.

[2] Document ISO/TC 97/SC 2 (Secr. 32) 125. Troisième Avant-Projet. Caractères codés à 6 et 7 éléments pour l'échange d'information entre matériels de traitement de l'information. Document édité par l'AFNOR.

[3] Document CCITT/AP III/37. Rapport préliminaire sur les travaux de la Commission Spéciale A.

[4] ALEXANDER A., GRYB R. et NAST D. — Capabilities of the telephone network for data transmission. *BSTJ*, mai 1960.

[5] LABEYRIE J. — Résultats d'essais de transmission de données sur liaisons téléphoniques. *L'Onde Electrique*, février 1963.

[6] BECKER F., DAVEY J. et SALTZBERG B. — An AM vestigial sideband data transmission set using synchronous detection for serial transmission up to 3,000 bits per second. *Communication and Electronics*, mai 1962.

[7] BAKER P. — Phase-modulation data sets for serial transmission at 2,000 and 2,400 bits per second. *Communication and Electronics*, juillet 1962.

[8] LENDER A. — Correlative digital communication techniques. 1964 IEEE International Convention Record. Part 5.

LA TRANSMISSION DE DONNÉES MÉTHODES DE MODULATION (*)

PAR

M. MANIÈRE

Ingénieur à la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques (Conflans-Ste-Honorine)

1. Introduction

Comme le décrit l'article précédent [1], un système de transmission d'information codée est composé, à chaque extrémité, de l'équipement terminal de données, utilisant en général un support codé, et d'un équipement de conversion des signaux, connecté directement à la ligne de transmission. Cet article traite plus spécialement de ce qu'on nomme « VOIES DE COMMUNICATION » et qui comprend les deux équipements de conversion de signaux situés aux deux extrémités d'une même liaison. De plus, il se limite au cas de la liaison du type téléphonique.

La voie de communication se termine, de part et d'autre, sur des jonctions bien définies que le CCITT a normalisées et qui permettent une séparation physique des équipements de transmission et des équipements de traitement de l'information [2].

L'équipement de conversion des signaux, plus commodément dénommé « MODEM » par contraction de Modulateur Démodulateur a pour but principal de convertir les signaux électriques issus de l'ensemble de traitement en signaux « fréquence vocale », transmissibles sur le circuit téléphonique. En outre, il peut avoir quelques fonctions annexes, telles que :

— transmission de signaux de supervision pour l'asservissement des deux extrémités, le contrôle des erreurs, etc.

— indication de l'état de la ligne téléphonique par l'intermédiaire de circuits détecteurs de porteuses, ou de circuits indicateurs de qualité, employés pour la supervision et le contrôle des erreurs.

— enfin, transmission de signaux de synchronisation : c'est surtout le cas des modems « cohérents » dans lesquels une relation fixe existe entre la vitesse de modulation et la fréquence porteuse.

Du côté « Jonction », les modems peuvent se diviser en deux groupes : les modems « parallèles » dans lesquels l'information est transmise en ligne au moyen de plusieurs fréquences émises simultanément et les modems « série » dans lesquels l'information est transmise en série, bit par bit, en modulant une porteuse. C'est ce dernier cas que nous étudierons plus spécialement.

Mais avant de parler des modems et de leur réalisation, il est bon de faire un court rappel des caractéristiques des circuits téléphoniques couramment employés.

2. Circuits supports téléphoniques

Du point de vue exploitation, les circuits téléphoniques se décomposent en deux grandes classes : les circuits spécialisés, ou « poste à poste », et les circuits commutés.

2.1. CIRCUITS SPÉCIALISÉS

Les circuits spécialisés sont des circuits loués, en général, par des particuliers aux Administrations, ils sont établis pour un temps assez long, souvent à l'année, et leurs paramètres peuvent être mesurés ; il est possible d'en tenir compte pour la mise en place de systèmes de transmission très évolués. Les Administrations s'efforcent de mettre à la disposition de leurs clients des circuits dont les paramètres répondent à des cahiers des charges de plus en plus serrés.

Les courbes de la figure 1 donnent les caractéristiques que l'on peut attendre d'un circuit spécialisé de type classique. On y voit l'augmentation de l'affaiblissement avec la fréquence, dû au raccordement local de l'abonné. La fréquence de coupure moyenne du circuit peut être située vers 2 800 Hz et, dans la zone utile 400 - 2 800 Hz, la distorsion d'affaiblissement atteint couramment 8 à 10 dB.

*Conférence prononcée le 17 mars 1964 au cours de la demi-journée d'études commune de la 2e Section de la S.F.E.R. et de la 5e Section de la S.F.E.

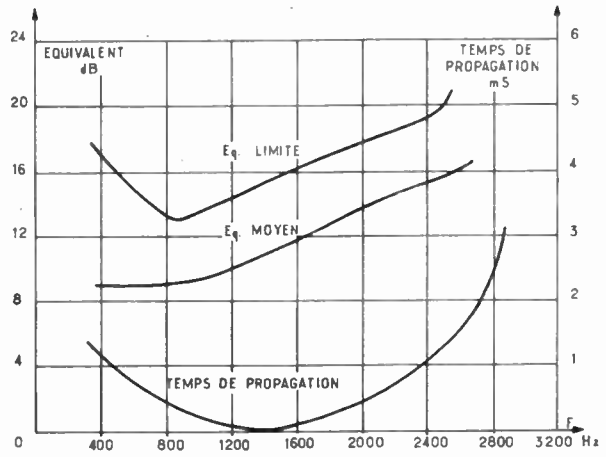


FIG. 1. — Courbes types circuits loués

Quant à la distorsion de phase, elle est aussi très importante et peut dépasser 2 ms pour la même largeur de bande. Elle est surtout due aux filtres des systèmes à courants porteurs. Rappelons ici, par comparaison, que les vitesses de modulation que l'on cherche à transmettre sont supérieures à 1 000 bauds, ce qui signifie qu'un intervalle élémentaire a une durée inférieure à la milliseconde.

Pour permettre à leurs clients une meilleure utilisation des circuits, certaines administrations fournissent, sur demande, des circuits de qualité bien supérieure. C'est ainsi au'aux USA, on peut obtenir des circuits dont la distorsion de phase entre 1 000 et 2 400 Hz est inférieure à 1 ou 0,5 ms et la distorsion d'affaiblissement est inférieure à 5 dB entre 300 et 2 400 ou 2 800 Hz.

2.2. Circuits commutés

Les circuits commutés, qui permettent à un abonné d'être connecté à n'importe quel autre abonné du même réseau, utilisent des centres de commutation d'une part, et des jonctions entre ces centres qui sont utilisées suivant leur disponibilité. Il en résulte que la ligne qui réunit deux postes de transmission de données à l'instant où ils veulent transmettre est essentiellement variable, et on ne peut plus tenir compte que de paramètres limites pour l'étude du système de transmission le mieux adapté.

Les courbes de la figure 2 donnent, par exemple, les

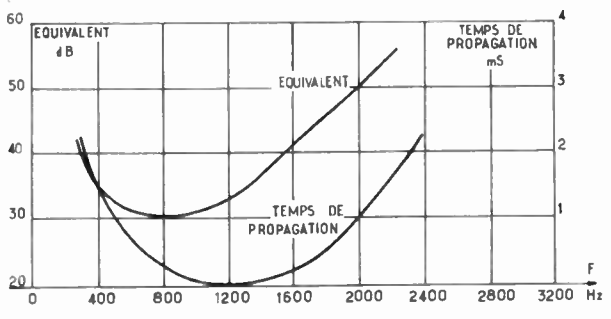


FIG. 2. — Courbes types maxima réseau général

limites maximales proposées par l'Administration du Royaume Uni (G.P.O.).

On y voit que la distorsion d'affaiblissement dans la bande 400 - 2 200 Hz peut atteindre 25 dB, et la distorsion de phase *8* ms. Le GPO conseille d'adjoindre aux équipements des égaliseurs d'amplitude et de phase de compromis corrigeant la moitié des distorsions indiquées sur ces courbes limites.

2.3. Autres imperfections des circuits

Malheureusement, ces distorsions d'affaiblissement et de phase ne sont pas les seules imperfections des circuits qui en limitent leur utilisation. Il faut encore citer :

● les variations de fréquences dues aux systèmes à courants porteurs dans lesquels l'écart de fréquence peut atteindre 6 Hz, chiffre maximal fixé par le CCITT, quand ce n'est pas 10 ou 20 Hz sur certains anciens systèmes encore en service. Une telle variation de fréquence interdit, par exemple, la transmission directe, sans modulation, de signaux dont un codage approprié aurait annulé les composants basse fréquence.

● les systèmes de signalisation « fréquence vocale » qui ont été étudiés pour la transmission de la parole, mais risqueraient de fonctionner sous l'action des signaux de transmission de données. Ces signaleurs interviennent pour diminuer très largement la bande de fréquence que l'on peut utiliser universellement.

Par exemple les signaleurs à 600/750 Hz utilisé en Grande-Bretagne interdisent l'utilisation de fréquence $\leqslant$ 900 Hz.

Les signaleurs à 2 280 Hz interdisent, pour leur part, l'emploi de fréquences supérieures à 2 100 Hz. Dans ces conditions, on voit que la seule bande utilisable universellement est limitée à 900 - 2 100 Hz, soit 1 200 Hz. Toutefois, une petite bande de fréquences peut être utilisée entre 300 et 500 Hz, ce qui permet de placer une voie de supervision à faible débit.

● les suppresseurs d'échos qui, quand ils sont en service, interdisent la transmission simultanée des signaux dans les deux sens, et font perdre un temps précieux quand on change le sens de transmission, par exemple lors des demandes de répétition. Ces suppresseurs d'échos peuvent maintenant être neutralisés par l'envoi d'un signal bien défini, mais cela conduit à une complication non négligeable des circuits.

● enfin, la dernière imperfection, si ce n'est la plus importante, est la présence de bruits, qui eux, ne limitent pas la bande de fréquence disponible, mais, en interférant avec les signaux de données, se traduisent par des erreurs de transmission. Ces bruits sont de deux sortes :

— bruit blanc, dû aux circuits eux-mêmes, dont l'amplitude suffisamment faible, n'intervient que dans le cas de transmission à très grand rendement.

— bruit impulsif, constitué principalement de bruits de commutation, et dont l'amplitude est, en

général, supérieure au signal lui-même. Ce bruit est encore assez mal connu, et il est difficile de lui appliquer un modèle mathématique.

3. Méthodes de modulation

3.1. Revue des différentes méthodes

Il s'agit donc, sur de tels circuits, de transmettre des signaux binaires à la plus grande vitesse possible. De nombreuses méthodes se présentent alors, correspondant au paramètre de la fréquence porteuse que l'on fait varier au rythme du signal de données : amplitude, fréquence ou phase. Gardons en mémoire que les signaux de données à transmettre sont des signaux bivalents-série et que la modulation se traduit par la correspondance des états 0 ou 1 du signal de données, caractérisé par une tension positive ou négative sur le fil de la jonction, et l'une ou l'autre des deux valeurs du paramètre de la porteuse choisi par la méthode de modulation. On obtiendra donc, soit la modulation d'amplitude à deux niveaux, soit la modulation par déplacement de fréquence, soit la modulation par saut de phase. Sans préjuger de la protection que ces différentes méthodes apportent contre les imperfections des circuits, il est évident qu'elles nécessitent toutes trois une largeur de bande au moins égale, en Hz, à la rapidité de modulation exprimée en bauds, afin de laisser passer la fréquence centrale et les deux premières bandes latérales correspondant à un signal de données constitué par une suite de transitions à la rapidité de modulation considérée. Ainsi, en première approximation, la largeur de bande de 1 200 Hz indiquée tout à l'heure autorise une transmission à 1 200 bauds. Nous ne ferons pas ici le procès de telle ou telle méthode de modulation qui nous conduirait bien au-delà de ce court exposé. Par contre, il est intéressant de noter les procédés secondaires qui permettent, à largeur de bande égale, d'augmenter la vitesse de modulation. Ils se divisent en deux grandes catégories :

— les procédés « numériques » caractérisés en général par une modulation polyvalente de la fréquence porteuse. Le cas le plus utilisé est la modulation quadrivalente de phase qui permet un débit d'au moins 2 000 bauds sur les circuits cités plus haut.

— les procédés « analogiques » caractérisés par une mutilation à l'émission du spectre du signal modulé et par la reconstitution de ce spectre mutilé à la réception. C'est le cas des transmissions à bande latérale résiduelle, ou « vestigial sideband » qui autorisent une augmentation de débit d'environ 50 % pour une bande de fréquence identique.

— enfin certains systèmes cumulent les deux procédés, et on peut en attendre un triplement du débit initial.

Jusqu'à présent, le CCITT s'est préoccupé seulement de systèmes à performances moyennes, tels que les systèmes duplex 200 bauds et les modems à 600 et 1 200 bauds. La modulation bivalente par déplacement de fréquence a été choisie de préférence à la modulation d'amplitude, pour les bien meilleures performances qu'elle autorise, et de préférence à la modulation par saut de phase, pour la simplification de son équipement, en face de performances très légèrement inférieures. Nous nous étendrons donc surtout sur la modulation par déplacement de fréquence.

3.2. Modulation par déplacement de fréquence

Un tel signal est défini par ses deux fréquences caractéristiques F_1 et F_2 à partir desquelles on définit : la fréquence centrale $F_0 = \frac{F_1+F_2}{2}$, l'excursion de fréquence $\Delta F = \frac{F_2-F_1}{2}$ et l'indice de modulation qui est le rapport de l'excursion de fréquence à la fréquence f du signal modulant.

On peut calculer les spectres de fréquence de tels signaux, c'est-à-dire leur encombrement dans le circuit téléphonique. On dispose pour cela de deux méthodes :

● La première conduit à des spectres discrets correspondant à un signal modulant composé d'une suite de 0 et de 1 à la rapidité de modulation considérée, signal nommé 1/1 [3].

La figure 3 donne la configuration de tels spectres

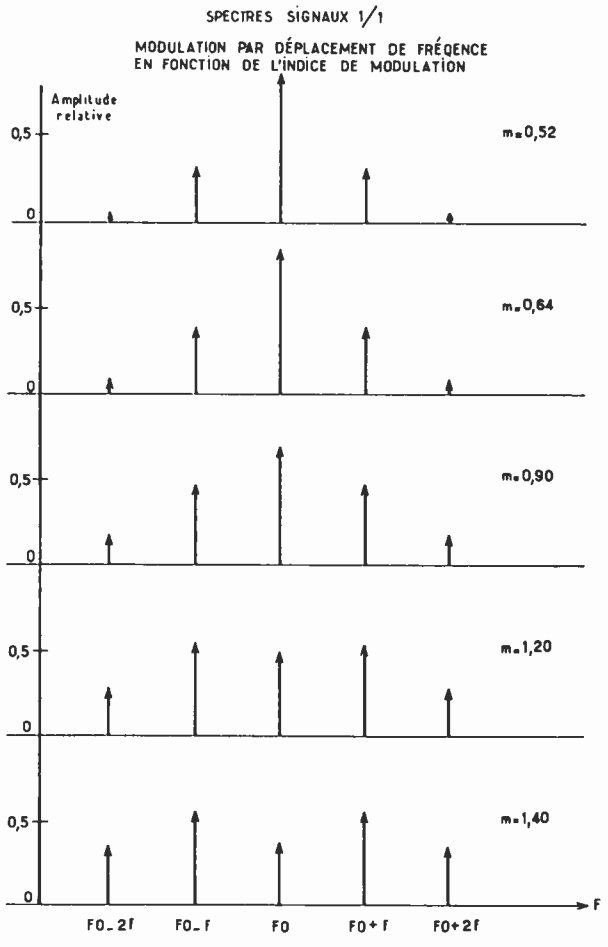


FIG. 3

pour des valeurs différentes de l'indice de modulation m. Bien entendu, plus m augmente, plus l'encombrement augmente. Par exemple, pour $m = 0{,}64$, 97,8 % de la puissance sont compris dans la bande $F_0 \pm f$, tandis que pour $m = 1{,}4$, seulement 73,2 % de la puissance sont transmis dans la même bande et il faut une bande deux fois plus large pour obtenir 98,7 % de la puissance.

● La deuxième méthode consiste à calculer la densité spectrale correspondant à un signal modulé par un message aléatoire, dans lequel, pour chaque élément, les probabilités pour que l'on trouve un 1 ou un 0 sont égales et indépendantes [4]. Une telle densité spectrale ne donne, en général, aucun renseignement sur tel spectre discret que l'on obtiendrait pour un tel message défini. Par contre, quand on intègre le signal sur un temps très long, elle donne la répartition en fréquence de la puissance, et peut donc être prise en considération quand il s'agit de définir la largeur de bande nécessaire à une transmission.

Les courbes de la figure 4 correspondent aux cinq mêmes indices de modulation que pour les spectres précédents. La première constatation que l'on peut faire est la présence de fréquences privilégiées dans le cas où m se rapproche de 1, c'est-à-dire quand les fréquences caractéristiques se rapprochent des premières bandes latérales. On constate aussi, bien entendu, que l'encombrement du spectre augmente en même temps que m.

Enfin, on s'aperçoit qu'il existe une valeur de m pour laquelle la densité spectrale reste approximativement constante dans une bande très large. Pour cette valeur $m = 0{,}64$, 79,2 % de la puissance sont transmises dans $F_0 \pm 0{,}8\ f$ et 98,4 % dans $F_0 \pm 1{,}2\ f$.

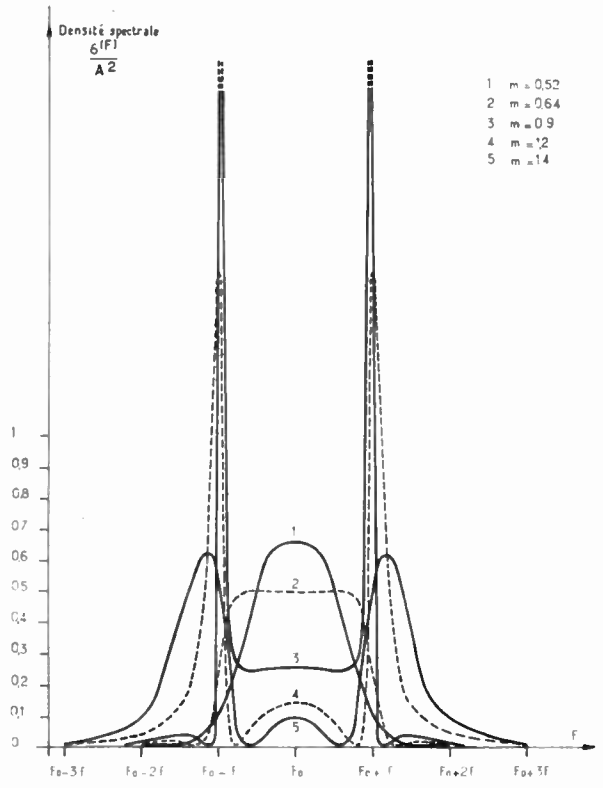


FIG. 4. — Densité spectrale. Signaux aléatoires modulation par déplacement de fréquence en fonction de l'indice de modulation.

Pour fixer les idées, pour une transmission à 1 200 bauds, où $f = 600$ Hz, en choisissant $F_0 = 1\,700$ Hz 98,4 % de la puissance sont transmis entre 1 000 et 2 400 Hz, toute fréquence comprise entre 1 200 et 2 200 Hz concourrant également pour cette transmission. Bien qu'il soit difficile de démontrer mathématiquement que cette valeur de m constitue un optimum, on conçoit qu'une telle valeur remarquable serve au moins de base à l'expérimentation. C'est d'ailleurs une valeur très proche qui a été normalisée par le CCITT, avec des fréquences caractéristiques de 1 300 et 2 100 Hz, ce qui correspond à un indice de modulation de 0,666.

4. Réalisation de modems

Après ces quelques considérations théoriques, voyons comment sont constitués les modems eux-mêmes. Ils comprennent, outre le modulateur et le démodulateur proprement dits, obéissant aux principes établis plus haut, des circuits annexes destinés soit à les commander, soit à renseigner l'équipement terminal sur l'état de la transmission. Ces différentes fonctions seront mieux vues sur les deux exemples de réalisation suivants :

4.1. Modem Duplex 200 bauds

La figure 5 donne une représentation schématique d'une réalisation de modem duplex 200 bauds.

Ces modems ont été introduits au CCITT pour résoudre de façon économique la connexion à distance de machines électro-mécaniques à exploitation plus ou moins manuelle dont le débit n'excède pas

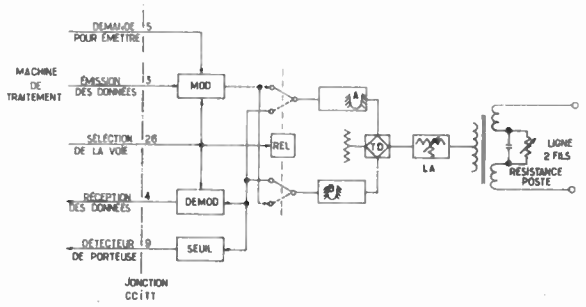


FIG. 5. — Modem duplex 200 bauds

20 à 25 caractères à la seconde. Ils permettent la transmission simultanée dans les deux sens de signaux dont la rapidité de modulation peut atteindre 200 bauds. Un seul ensemble modulateur-démodulateur est employé, dont la fréquence centrale peut être placée à 1 080 Hz ou 1 750 Hz, suivant la polarité existant sur le fil de jonction 26, « Sélection de la voie », le modulateur travaillant à une fréquence, tandis que le démodulateur est centré sur l'autre. L'excursion de fréquence a été fixée à ± 100 Hz. Les deux filtres

d'aiguillage correspondant aux deux voies sont commutés par le même circuit de sélection.

Ils sont couplés par un transformateur différentiel raccordé à la ligne téléphonique par une ligne artificielle pour le réglage du niveau en ligne et un transformateur d'adaptation, en série avec une résistance servant à régler le courant continu sur la ligne.

Un circuit de seuil placé à l'entrée du démodulateur signale à la machine de traitement que le niveau de réception est inférieur à une valeur déterminée. Il peut servir à la supervision de la ligne téléphonique ainsi qu'à la transmission de certaines signalisations lentes, telles qu'un défaut de fonctionnement de machines.

4.2. Modem 600/1 200 bauds

La figure 6 se rapporte à une réalisation de modem 600/1 200 bauds conforme au projet de recommandation du CCITT. Les caractéristiques de la voie « données » sont les suivantes :

— Débit binaire jusqu'à 600 bauds : fréquences 1 300 Hz et 1 700 Hz, soit une excursion de fréquence de ±200 Hz,

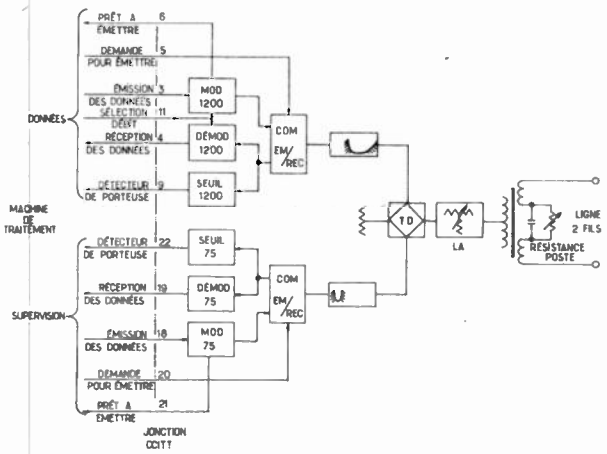


Fig. 6. — Modem 1 200 bauds

— Débit binaire jusqu'à 1 200 bauds : fréquences 1 300 Hz et 2 100 Hz, soit une excursion de fréquence de ± 400 Hz.

A la rapidité maximale de 1 200 bauds, cela correspond à un indice de modulation de 0,666, très proche de la valeur 0,64 indiquée au § 3.2.

Une voie de supervision multiplexée en fréquence peut être ajoutée à la voie de données. Elle utilise aussi la modulation par déplacement de fréquence avec une fréquence centrale de 420 Hz et une excursion de fréquence de ±30 Hz. Ces fréquences ont été choisies de façon à ne pas perturber le fonctionnement des signaleurs à 600/750 Hz. Cette voie est utilisable jusqu'à une rapidité de 75 bauds, ce qui signifie qu'un élément de signal de 13,33 ms peut être transmis avec une distorsion minime.

Les deux voies comprennent, de manière symétrique, un modulateur, un démodulateur, un circuit de seuil et un commutateur « Emission-Réception » qui, suivant l'ordre qu'il reçoit de l'équipement de traitement sur les fils de jonction 5 ou 20, connectent sur les filtres respectifs, soit le modulateur, soit le démodulateur. Les deux voies sont ensuite couplées à la ligne par les deux filtres d'aiguillage et un ensemble de transformateurs différentiel et d'adaptation identiques à celui de l'exemple précédent.

Des circuits « prêt à émettre » peuvent aussi être utilisés pour indiquer à l'équipement de traitement qu'une fréquence est émise sur la ligne et que la modulation peut commencer. Ces circuits sont surtout utiles dans le cas d'exploitation où la voie de supervision est obtenue à l'alternat avec la voie de données et où le temps de retournement de la ligne peut être long, par exemple en présence de suppresseurs d'échos sur la ligne. Le circuit « prêt à émettre » interdit l'émission des données tant que le retournement du circuit n'est pas surement terminé.

5. Résultats d'essais sur lignes

5.1. Problèmes posés par les essais

De très nombreux essais de transmission ont été conduits dans le monde entier pour essayer de définir dans quelles conditions les différents réseaux téléphoniques pouvaient être employés. Pour les liaisons spécialisées, on peut dire que, moyennant une étude précise de la ligne utilisée, on peut bâtir un système de transmission sur mesure et que les imperfections des lignes peuvent être corrigées pour obtenir des résultats excellents. Aussi, la plupart des essais portent-ils surtout sur l'emploi du réseau général commuté. Là commencent les difficultés, car, pour obtenir une bonne représentativité des résultats, il faut faire des quantités de mesures pour essayer de trouver tous les cas possibles. En général, dans ce but, on choisit au préalable des liaisons caractéristiques faisant intervenir soit des types de commutateurs différents, soit des circuits de constitutions différentes : liaisons urbaines, câbles pupinisés basse fréquence, circuits à courants porteurs sur câbles ou faisceaux hertziens, etc. Les essais sont généralement faits sur des périodes courtes : 10 à 15 mn et répétés, après nouvel appel, pour utiliser des circuits différents.

De plus, certains phénomènes systématiques risquent de fausser complètement les résultats. Il s'agit d'abord des coupures de circuits : il a été admis de ne plus compter les erreurs lors d'une coupure supérieure à 300 ms, car on admet alors que c'est une interruption de circuit qui nécessiterait une nouvelle mise en communication.

Il s'agit ensuite des signaux de tarification qui, en France tout au moins, se traduisent par des bruits entraînant à coup sûr des erreurs. Les organes de taxation doivent donc être supprimés lors des essais, mais il ne faut pas perdre de vue, qu'en exploitation, ils entraîneront une baisse importante du débit pratique, de l'ordre de 10 % par exemple dans le cas d'une liaison Paris-Marseille.

De tous ces essais, on peut retenir que les distorsions

d'affaiblissement et de phase autorisent en général des vitesses de 1 200 bauds, sauf certaines liaisons sur câbles pupinisés de grande longueur qui limitent la vitesse à 600 bauds. En dehors de ces distorsions qui sont telles qu'au delà d'une certaine vitesse, il devient impossible de transmettre par des procédés de modulation classiques, les bruits rencontrés sur les lignes donnent lieu à des erreurs, quelle que soit la vitesse de transmission ; on ne peut pas trouver de loi précise liant le taux d'erreurs à la vitesse de transmission.

Il faut donc admettre la présence de ces erreurs et les essais ont pour principal objet de découvrir, si elles existent, les lois qui régissent leur répartition.

L'étude de cette répartition ayant pour but le contrôle de ces erreurs, il est nécessaire de dire un mot des méthodes de contrôle. Le contrôle des erreurs s'effectue toujours en ajoutant à l'information brute initiale des redondances calculées suivant une certaine loi, et en vérifiant, au bout de la voie de communication si cette loi est encore vérifiée. Dans le cas de désaccord, c'est-à-dire, si une erreur est détectée, le passage erroné doit être répété. C'est ici qu'intervient la notion de bloc de transmission qui est un ensemble d'éléments de données, de quantité fixe ou variable, mais obéissant toujours à une même loi. C'est sur ce bloc que s'effectue la vérification de la loi et la répartition des erreurs influe sur le choix de la longueur de ce bloc, en même temps que la technologie de l'équipement terminal.

Les essais sont donc, en général, menés de telle façon que l'on puisse connaître la répartition des erreurs dans tel ou tel bloc de longueur donnée.

Parmi la multitude d'essais déjà publiés nous en avons choisi un très petit nombre qui nous paraissent représentatifs de la répartition moyenne des erreurs.

5.2. Lois générales sur la répartition des erreurs

1° La première constatation que l'on fait est que, en général, les erreurs arrivent groupées en paquets, espacés par des périodes calmes. Il devient donc évident de dire que l'on a intérêt à utiliser le circuit à la vitesse maximale permise par ses paramètres statiques, tels que ses distorsions d'affaiblissement ou de phase.

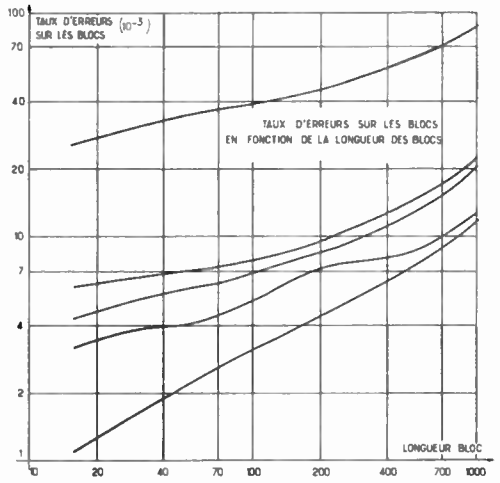


FIG. 7

2° Si l'on étudie la répartition des taux d'erreurs en fonction de la longueur des blocs, on peut faire les remarques suivantes sur les courbes de la figure 7.

Quand la longueur des blocs dépasse 200 bauds, le taux d'erreurs est une fonction linéaire de la longueur du bloc. Cette constatation est intéressante en ce qui concerne les mesures, car cela signifie que les mesures peuvent être faites à longueur de blocs fixes. Par contre, pour des blocs de faible longueur, il n'y a pas de loi bien déterminée.

3° On peut aussi calculer le nombre d'erreurs à l'intérieur d'un bloc erroné en fonction de la longueur du bloc. Les courbes de la figure 8 en donnent un

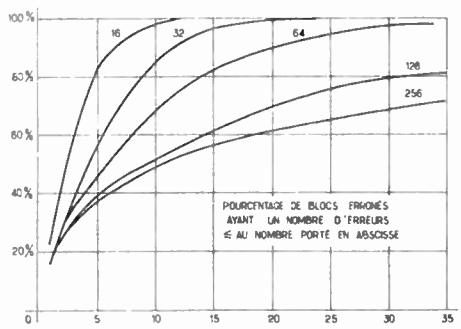


FIG. 8

exemple pour des longueurs de blocs variant entre 16 et 256 éléments binaires. On trouve dans ces conditions que dans 80 % des cas, le nombre d'erreurs à l'intérieur d'un bloc erroné est inférieur au quart de la longueur du bloc. Cette répartition est importante pour la définition de la loi de calcul des redondances.

4° De ces courbes, il ressort que la probabilité pour avoir une erreur simple à l'intérieur d'un bloc est extrêmement faible, de l'ordre de 20 % ; ce qui signifie qu'une simple clef de détection par parité ou imparité serait absolument insuffisante. Par contre, dans le cas de transmission à 200 bauds, où l'élément de signal a une durée de 5 ms, le taux d'erreur simple devient beaucoup plus important et cette méthode, également très simple, devient utilisable.

6. Conclusion

Cet article n'a fait qu'évoquer quelques-uns des problèmes que pose au spécialiste des transmissions le transfert sûr et rapide des informations d'un point à un autre. Il s'en pose encore beaucoup d'autres tels que l'appel ou la réponse automatique, la maintenance des voies de communications, etc., qui sortiraient du cadre de ce très court exposé.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Labeyrie J. — Etude Analytique et fonctionnelle de la transmission de données, dans ce n° de *l'Onde Electrique*, pp. 574-582.

[2] Document CCITT COM.SPA, n° 92.

[3] Gardere H. — Deux nouveaux systèmes de Télégraphie Harmonique, *Câbles et Transmission*, pp. 243-264, juillet 1952.

[4] Benett W.R. and Rice S.O. — Spectral Density and Autocorrelation Functions Associated with Binary Frequency-Shift Keying. *The Bell System Technical Journal*, pp. 2355-2385, septembre 1963.

LA TRANSMISSION DES DONNÉES NUMÉRIQUES (*)

Détection et correction des erreurs - Codes

PAR

G. GOUDET et A. GIRINSKY

Directeur-Général *Ingénieur Division Recherches*

Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

1. Introduction

L'information se transmet entre individus par le son, l'image et diverses formes de messages écrits. S'il s'agit de communications à distance, le son et l'image sont généralement transmis sous forme de courbes continues qui peuvent présenter une infinie variété. On dit que ce sont des *données analogiques*.

Au contraire, les messages écrits sont décomposés en un nombre fini de symboles que l'on traduit par des signaux caractéristiques. On peut d'ailleurs toujours supposer que ces symboles sont des nombres ce qui facilite leur traitement. C'est pourquoi on peut désigner les messages écrits de toute nature sous le terme général de *données numériques*.

Chacune de ces catégories a ses mérites propres, bien évidents. Depuis ses origines le réseau de télécommunications comporte des voies téléphoniques (données analogiques) et des voies télégraphiques (données numériques).

On peut cependant remarquer que la discrimination précédente est artificielle car la conversion d'une catégorie dans l'autre est possible : une courbe continue est déterminée avec une erreur aussi petite que l'on veut si l'on connaît les coordonnées d'un nombre suffisant de ses points, assez rapprochés les uns des autres, et ces coordonnées peuvent être exprimées avec un nombre fini de chiffres significatifs qui dépend de la précision demandée.

Ce principe bien connu, est mis en œuvre dans les systèmes de transmission ou de commutation qui utilisent la modulation codée des impulsions. Inversement un message écrit peut être traité comme une image et transmis par télévision. Ce sont donc plus les méthodes de traitement que les données elles-mêmes qui sont analogiques ou numériques.

Or, dans le domaine des télécommunications, on constate depuis quelques années, un renouveau considérable d'intérêt pour les méthodes numériques. Cet intérêt s'est manifesté notamment au cours de la journée d'étude organisée par la SFER en avril 1964. Antérieurement, en février 1963, un numéro entier de *l'Onde Electrique* a été consacré à la transmission des données numériques [1].

La raison fondamentale est que, par l'emploi de la numération binaire, les systèmes de télécommunications « numériques » fonctionnent par « tout ou rien », mode d'opération particulièrement simple qui élimine la plupart des exigences classiques et se satisfait de larges tolérances sur les caractéristiques.

Les composants électroniques basés sur les propriétés semiconductrices ou magnétiques des solides, tels que les diodes et transistors, les tores et plaques de ferrite, les rubans et tambours magnétiques, sont particulièrement bien adaptés à cet emploi.

Les vitesses qu'ils permettent d'atteindre se chiffrent en milliers de bauds. Elles sont d'un ordre de grandeur tout à fait satisfaisant pour traiter de nombreux problèmes de télémesure, télécommande et pour permettre l'échange d'information entre un calculateur électronique central et des équipements d'entrée et de sortie éloignés.

C'est pourquoi une demande rapidement croissante se manifeste et pose aussitôt le problème du réseau de transmission nécessaire pour écouler ce type de trafic. Quoique le réseau téléphonique actuel n'ait pas été conçu à cet effet, la première idée qui vient à l'esprit est évidemment de l'utiliser.

C'est précisément la position qui a été prise récemment par l'Administration française des P. & T. : par décision ministérielle du 27 mai 1963, elle a ouvert le « service des transmissions de données » sur le réseau télex ainsi que sur les liaisons spécialisées téléphoniques et télégraphiques ; puis par décision ministérielle du 23 janvier 1964, elle a étendu ce service au réseau téléphonique général.

(*) Conférence prononcée le 28 octobre 1964 au cours d'une Réunion Générale de la S.F.E.R.

A cette occasion, nous nous proposons d'examiner ici les principaux problèmes que pose la transmission de données numériques sur le réseau téléphonique.

2. Bruits des voies de transmission

Une des caractéristiques les plus importantes recherchées par l'utilisateur d'un système de transmission de données numériques est l'*exactitude* de l'information reçue.

Il est désirable et, comme nous le verrons plus loin, possible d'obtenir un taux d'erreur sur les caractères transmis qui ne dépasse pas 10^{-7}.

Pour atteindre une telle performance, on comprend aisément qu'il ait été nécessaire de se préoccuper des dégradations diverses que le signal risque de subir au cours de sa transmission, et notamment des bruits de ligne.

Lorsqu'il s'agit d'une conversation téléphonique, le bruit peut être caractérisé par sa puissance moyenne sur des durées de l'ordre de une seconde, l'oreille se montrant extrêmement tolérante à l'égard des fluctuations beaucoup plus brèves.

Dans la transmission de données numériques, le signal consiste en des impulsions dont la durée est de l'ordre de une milliseconde. On comprend donc que les parasites impulsifs dont la durée est de cet ordre soient particulièrement nuisibles. Or, de telles perturbations se rencontrent sur les réseaux téléphoniques. A titre d'exemple, la figure 1 représente la

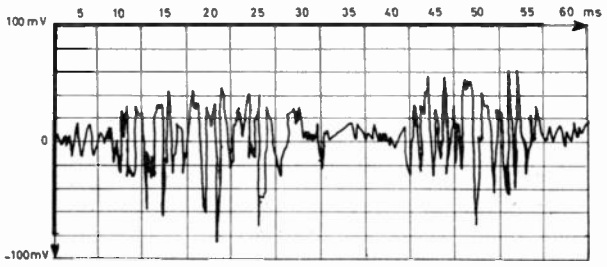


FIG. 1.

fluctuation caractéristique produite dans une ligne téléphonique par la variation de la résistance de contact d'un sélecteur pas à pas résultant des vibrations causées par le mouvement des sélecteurs voisins [2]. On observe des trains d'impulsions dont l'amplitude peut atteindre 60 mV et dont la durée totale est de 10 à 100 ms et la durée individuelle d'environ une milliseconde.

Il est important de connaître la fréquence moyenne de telles perturbations et également leurs lois de répartition dans le temps.

La figure 2 illustre une partie des résultats obtenus dans ce sens par H. MARKO et H. AULHORN [2]. Ces auteurs ont connecté à l'extrémité d'une ligne téléphonique fermée sur une résistance appropriée, un compteur électronique qui totalise le nombre d'impulsions de bruit dépassant un niveau donné. Les courbes tracées représentent la fréquence moyenne correspondante, en fonction du niveau fixé exprimé en nepers par rapport à un milliwatt.

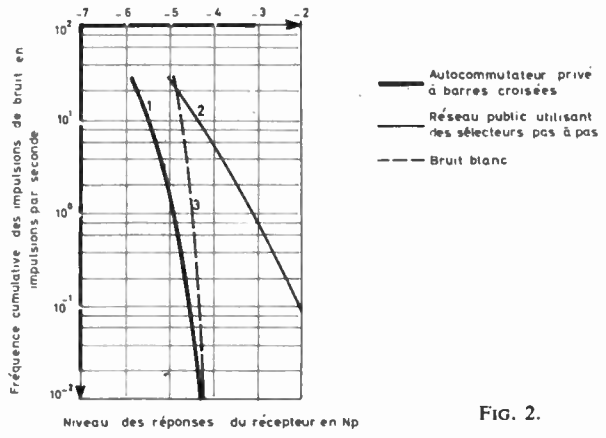


FIG. 2.

La courbe 1 a été obtenue dans un réseau équipé en commutateurs crossbar.

La courbe 2 a été obtenue dans un réseau équipé de sélecteurs pas à pas à deux mouvements.

On voit que dans la gamme des niveaux de réception intéressants, -3 à -4 népers, le taux d'impulsions parasites varie de 0,8 à 6 par seconde sur la courbe 2. Sur la courbe 1, ce taux n'est pas directement lisible. Il paraît inférieur à 10^{-4}.

Ces renseignements ont l'intérêt de fixer des ordres de grandeur plutôt que de permettre une évaluation rigoureuse du taux d'erreurs qui apparaîtrait si l'on transmettait des signaux rectangulaires à une fréquence donnée, directement sur la ligne. Il serait en effet nécessaire d'avoir aussi des renseignements statistiques sur la durée des impulsions de bruit car une impulsion très courte pourrait ne provoquer aucune erreur tandis qu'une impulsion dont la durée serait égale à plusieurs périodes des signaux émis, donnerait naissance à plusieurs erreurs.

A défaut d'indication plus précise, nous pouvons cependant remarquer que pour des perturbations du type représenté figure 1 et dans le cas d'une transmission de signaux rectangulaires à la fréquence de 1 000 par seconde, chacune de ces impulsions produira une erreur.

Le taux d'erreur prévisible serait alors égal aux valeurs citées plus haut, divisées par le nombre de signaux à la seconde c'est-à-dire divisées par 1 000.

Dans le cas le plus défavorable correspondant à la courbe 2, on devrait s'attendre à des taux d'erreurs de 10^{-2} à 10^{-3}.

Ces valeurs sont trop élevées pour la plupart des besoins pratiques. C'est pourquoi on ne se limite généralement pas à envoyer directement sur la ligne le message numérique, traduit en impulsions rectangulaires, mais, comme nous le verrons plus loin, on l'utilise pour moduler une onde porteuse.

Il existe toutefois des cas particuliers, où la transmission directe, qui a le grand mérite de la simplicité est pleinement justifiée. Il s'agit notamment de problèmes de télémesure ou télécommande sur des liaisons

téléphoniques spécialisées, sans commutation. Alors le taux d'impulsions parasites est notablement plus petit que les valeurs précédentes (et reste inférieur à 10^{-6}). Mais il faut remarquer que la pratique courante, qui consiste à représenter un 1 par la présence d'une impulsion dans une suite périodique et un 0 par l'absence d'impulsion, fait apparaître dans le signal une composante continue qui dépend du nombre de 1 transmis et, par conséquent, qu'il n'est pas possible d'éliminer par compensation. Cette composante n'est pas compatible avec la plupart des circuits téléphoniques.

Il faut donc utiliser, pour représenter les deux chiffres binaires, des signaux plus complexes qui assurent la nullité de la composante continue.

Un exemple en est donné figure 3 *A*.

L'axe des temps est divisé en intervalles élémentaires égaux consacrés chacun à l'envoi d'un chiffre binaire. Au début de chaque intervalle, le signal transmis

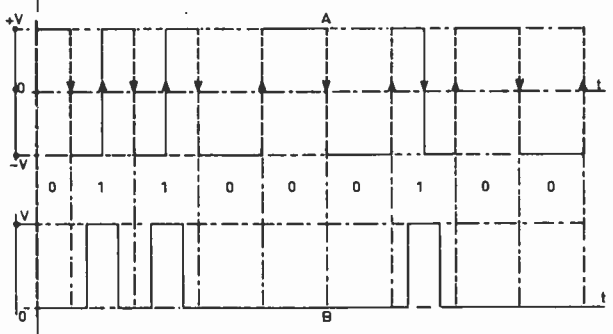


FIG. 3.

passe d'une polarité $+V$ à la polarité opposée $-V$, comme l'indiquent les traits discontinus du dessin.

Si l'intervalle est destiné à l'envoi d'un 1, on effectue en outre un changement de polarité au milieu de cet intervalle. Au contraire s'il est destiné à l'envoi d'un zéro, la polarité est maintenue constante. Le signal qui représente 1 est donc symétrique et produit une composante continue nulle.

Le signal qui représente 0 ne l'est pas mais, deux 0 successifs, qu'ils soient ou non séparés par des 1 ont des polarités opposées. Une suite de zéros produit donc aussi une composante continue nulle.

Cette méthode est utilisée par la C.G.C.T. dans son système « Rapidata D ».

A titre de comparaison, on a indiqué dans la figure 3 *B*, les signaux correspondant à la méthode usuelle de représentation des chiffres. On peut même songer à représenter les deux chiffres binaires par des signaux bien plus complexes.

En effet, si le bruit est tel que certaines formes d'ondes soient particulièrement probables et si ces formes appartiennent à une famille de fonctions orthogonales $f_n(t)$, on obtient une protection particulièrement efficace en choisissant comme symboles binaires deux autres fonctions de la même famille.

A la réception, on doit faire intervenir des méthodes de corrélation pour extraire les signaux.

Parmi les familles de fonctions qui peuvent être envisagées, il faut citer les polynômes de Laguerre et ceux de Legendre [3]. On a calculé que si le bruit a une forme d'onde correspondant au premier polynôme de Laguerre, l'utilisation du deuxième polynôme pour représenter un des symboles à transmettre améliore le rapport signal/bruit de 15 dB, et l'utilisation du troisième l'améliore de 18 dB.

Quoique les polynômes en question puissent aisément être engendrés en excitant des filtres en treillis par des impulsions, il ne semble pas que ces méthodes aient été utilisées jusqu'à maintenant.

3. Modulation

3.1. Modulation de fréquence ou modulation de phase ?

Revenons maintenant au cas le plus fréquent où la transmission directe du message ne donne pas un taux d'erreur acceptable. Alors, une première opération qui vient à l'esprit consiste à l'utiliser pour moduler une onde porteuse. On sait en effet que certaines méthodes de modulation introduisent une protection contre les parasites. Plus particulièrement la modulation de phase et la modulation de fréquence sont connues pour leur insensibilité aux parasites impulsifs.

Une comparaison purement théorique entre ces deux systèmes de modulation s'est révélée pratiquement impossible.

Mais, comme on connaît bien les performances théoriques de la modulation de phase en présence d'un bruit à spectre uniforme, on a été conduit à un programme de mesures sur la modulation de fréquence dans les mêmes conditions. Il s'agit bien entendu de la modulation de fréquence télégraphique, qui consiste à émettre un signal sinusoïdal de fréquence f_1 pour représenter l'un des deux niveaux, et un signal de fréquence f_2 pour représenter l'autre niveau.

Ce travail a été effectué par M. Jeppson [4].

De ses mesures, il résulte que le taux d'erreurs p est une fonction linéaire décroissante du rapport signal sur bruit S/B :

$$p = \alpha - \beta \frac{S}{B}$$

Les coefficients α et β sont naturellement fonctions de la bande passante δF, du déplacement de fréquence $\delta f = f_2 - f_1$ et de la fréquence de modulation n.

Mais il se trouve que la pente β dépend très peu de δf et de n.

Il en résulte que la condition déterminant le déplacement de fréquence qui rend minimal le taux d'erreur pour une valeur donnée du rapport signal/bruit s'écrit :

$$\frac{\partial p}{\partial(\delta f)} = \frac{\partial \alpha}{\partial(\delta f)} = 0$$

Cette condition est indépendante de S/B ; en outre elle dépend très peu de n.

Donc, pour chaque bande passante, il existe une excursion de fréquence optimale, indépendante du rapport signal/bruit et peu dépendante du débit d'information.

Pour $\delta F = 3$ kHz, on trouve $\delta f = 880$ Hz.

L'excursion de fréquence étant ainsi déterminée, JEPPSON a montré en outre que si on se donne le taux d'erreurs et si on trace la courbe qui représente S/B en fonction de n, on constate que S/B est à peu près constant tant que n est inférieur à une valeur n_0, mais croît rapidement ensuite. Il convient donc de choisir cette valeur n_0 qui est de 1 260 bauds pour $\delta F = 3$ kHz.

Les règles précédentes permettent ainsi de déterminer le déplacement de fréquence et la fréquence de modulation optimales pour chaque bande passante.

Ce sont naturellement les performances obtenues après avoir choisi ces valeurs optimales qui doivent être comparées avec les meilleures performances de la modulation de phase. Les résultats de cette comparaison sont indiqués sur les courbes de la figure 4

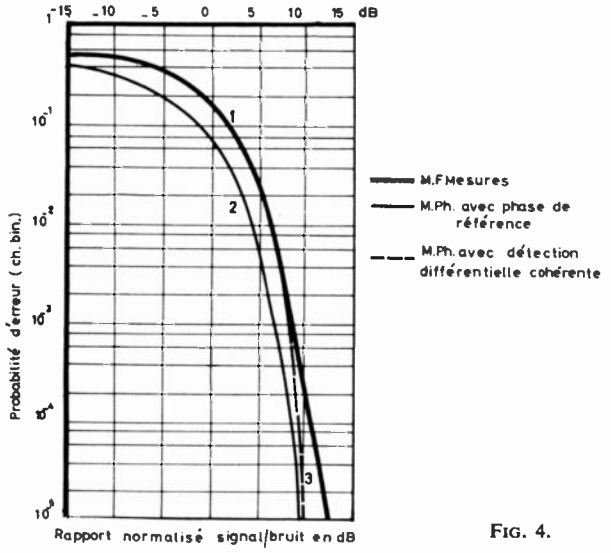


FIG. 4.

dans laquelle on a porté en abscisse le rapport signal/bruit et en ordonnée le taux d'erreur. La courbe 1 représente l'optimum théorique dans le cas de la modulation de phase avec référence de phase idéale, la courbe 2 correspond au cas de la modulation de phase avec détection différentielle cohérente. Enfin, la courbe 3 donne les valeurs mesurées pour la modulation de fréquence optimisée comme il a été indiqué.

On voit que le modulation de fréquence se révèle légèrement inférieure au cas idéal de la modulation de phase (courbe 1) et, aux faibles signaux, équivalente au cas de la courbe 2.

Il serait souhaitable d'étendre cette comparaison au cas de parasites impulsifs de diverses durées, ce qui ne semble pas avoir été fait.

Mais il ne faut pas oublier qu'en pratique la modulation de phase exige un équipement notablement plus complexe que la modulation de fréquence. Etant donné la faible différence que l'on peut atteindre dans les performances, cette dernière considération paraît suffisante pour conclure en préférant la modulation de fréquence.

3.2. RÉSULTATS DE CAMPAGNES DE MESURES

D'autres résultats expérimentaux ont été publiés à la suite de campagnes de mesures effectuées sur des circuits variés. Dans certains cas, on a employé la modulation de phase ; dans d'autres la modulation de fréquence. On ne peut cependant pas utiliser ces résultats pour faire une réelle comparaison entre les mérites de ces deux procédés car on se trouve, dans chaque cas, dans des conditions expérimentales différentes.

La figure 5 indique les taux d'erreurs observés

Type de modulation	Niveau en dBm [réf. 1 mW]	Vitesse de modulation bauds	Circuit utilisé	Nombre de chiffres transmis	Taux d'erreurs sur les chiffres	Publié par
Fréqu.	– 20	1 000	Circuits interurbains	$1{,}91\ 10^{8}$	$3{,}15\ 10^{-5}$	Jones
Fréqu.	– 34	1 000	Circuits interurbains commutés	$6{,}4\ 10^{7}$	$1{,}53\ 10^{-4}$	id
Fréqu.	– 31,4	800	Réseau local commuté Stuttgart	$1{,}51\ 10^{8}$	$1{,}2\ 10^{-8}$	id
Phase	–	1 200	Paris-liaison comportant 3 centres de transit	$8{,}4\ 10^{7}$	$5{,}9\ 10^{-6}$	Labeyrie
Phase	–	1 200	Paris-Mazamet circuits interurbains 1 centre de transit 2 centres terminaux.	$8{,}86\ 10^{7}$	$6{,}9\ 10^{-4}$	id
Phase	–	1 200	Rome-Paris, liaison spécialisée	$6{,}7\ 10^{7}$	$3{,}7\ 10^{-7}$	id

FIG. 5.

sur les chiffres binaires, au cours d'un certain nombre de ces séries de mesures [5 et 6].

On peut en conclure que l'emploi de la modulation de fréquence ou de la modulation de phase permet d'abaisser le taux d'erreur à une valeur qui dépend des conditions expérimentales mais, par un choix convenable du niveau de réception, peut être maintenue au dessous de 10^{-4} même dans le cas le plus défavorable d'un réseau commuté comportant des sélecteurs rotatifs.

3.3. TRANSMISSION SUR COURANTS PORTEURS

L'utilisation d'une onde porteuse modulée se révèle donc justifiée par la réduction du taux d'erreur qu'elle permet d'obtenir. Indépendamment de cet avantage, elle serait souvent indispensable pour une raison toute différente.

Si le réseau comporte des sections de courants porteurs, les signaux transmis subissent une translation dans l'échelle des fréquences. On sait que cette opération conserve le spectre mais ne permet pas de conserver la connaissance des phases des diverses composantes des signaux ; celles-ci se trouvent notablement altérées par les glissements de fréquence normaux des courants porteurs.

Par suite de ce phénomène, on ne peut généralement pas reconstituer à la réception le signal dans sa forme initiale.

Au contraire, si ce signal a été utilisé pour moduler en phase ou en fréquence une première onde porteuse, ceci constitue une opération qui fournit deux bandes latérales symétriques de chaque composante spectrale. La redondance qui en résulte permet alors, même après translation de ce spectre dans l'échelle des fréquences, en cas d'intervention d'une section de courants porteurs, de reconstituer les phases correctes du signal modulant et par conséquent d'en retrouver intégralement la forme.

4. Détection et correction des erreurs [7]

4.1. Vérifications de parité. Codes

L'emploi d'un procédé approprié de modulation améliore donc à divers titres un système de transmission de données numériques. Il subsiste néanmoins que, dans beaucoup de cas, il ne permet pas d'amener avec certitude le taux d'erreurs au-dessous des valeurs très basses qui sont jugées nécessaires.

C'est la raison pour laquelle on ne transmet généralement pas le message par simple envoi des chiffres qui contiennent l'information mais on le complète par l'introduction de chiffres supplémentaires, déduits des précédents. Ils permettent d'effectuer à la réception des vérifications tendant à détecter ou même à corriger les erreurs.

Quand on emploie le système binaire, ce qui est le cas usuel, ces *chiffres de vérification* sont appelés *chiffres de parité*. Pour cette opération, il est commode, quoique non indispensable, de diviser le message en blocs d'égale longueur et de traiter le problème bloc par bloc. L'exemple le plus simple consiste à introduire dans chaque bloc un chiffre de vérification destiné à rendre pair le nombre total de 1 présents.

Par exemple, le message de 4 chiffres 1 0 1 1 sera complété par 1 et fournira le bloc de 5 chiffres 1 0 1 1 1. Il est clair que cette procédure permet de détecter toute erreur simple, c'est-à-dire toute erreur sur un seul chiffre, que ce soit un chiffre d'information, l'un des 4 premiers, ou le chiffre de parité, le cinquième.

Pour obtenir ce résultat, nous avons rendu le dernier chiffre dépendant des précédents. Il en résulte que parmi les $2^5 = 32$ « mots » que nous pouvons écrire avec 5 chiffres, nous nous limitons à n'en envoyer que $2^4 = 16$. Cette restriction permet d'augmenter la différence qui existe entre deux quelconques des mots utilisés. Grâce à l'introduction du chiffre de parité, ils diffèrent au moins par deux chiffres. Tels sont :

$$\begin{cases} 1\,1\,0\,1-1 \\ 1\,1\,1\,0-1 \\ 1\,1\,1\,1-0 \end{cases}$$

L'ensemble des « mots » de n chiffres que l'on peut composer en appliquant certaines vérifications de parité est appelé *code*.

L'exemple précédent est celui d'un code à 5 chiffres auxquels on impose un seul contrôle de parité, portant sur la totalité de ces chiffres.

On doit donc avoir un nombre pair de 1 : 0, 2 ou 4.

En pratique, on emploie souvent ce code en se limitant aux mots qui comprennent deux fois 1. C'est alors le code « 2 parmi 5 » qui comporte $5 \times 4/2 = 10$ mots différents et, à ce titre, se prête à la traduction en binaire des chiffres décimaux.

On peut naturellement introduire plus d'une vérification de parité et placer à des rangs arbitraires les chiffres de parité obtenus. On appelle code (n, k) un code comprenant au total n chiffres dont k chiffres d'information $(k \leqslant n)$.

A titre d'exemple, supposons que les blocs à transmettre comportent 12 chiffres d'information. Ecrivons-les sous forme d'un tableau de 4 lignes de 3 colonnes, comme l'indique la figure 6 et ajoutons un chiffre de parité *par colonne*. Ceci fournit 3 chiffres de parité auxquels nous pourrons, par exemple, attribuer les trois dernières places du bloc.

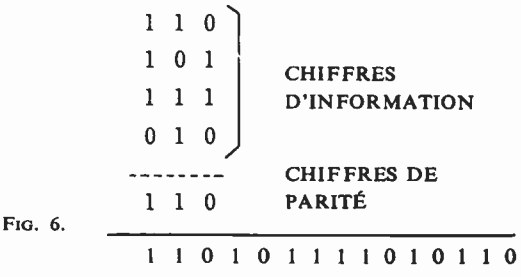


FIG. 6.

Nous avons ainsi défini un code (15, 12) comportant trois contrôles de parité obtenus en groupant les chiffres de trois en trois.

Ce code permet de détecter toutes les erreurs simples.

Mais il a une propriété nouvelle importante : il permet de détecter aussi toute erreur double ou triple pourvu qu'elle concerne des chiffres pris dans un groupe de trois chiffres consécutifs. De telles erreurs constituent ce que l'on appelle un *paquet d'erreurs* d'ordre 3 et on peut sans difficulté étendre cette définition à un ordre quelconque.

Or, nous avons indiqué que, sur les lignes téléphoniques commutées, les impulsions perturbatrices se présentent généralement groupées sous forme de trains.

La protection contre les paquets d'erreurs est, de ce fait, absolument fondamentale et tout code doit être examiné dans ce sens.

D'une façon générale, pour permettre de préciser les propriétés des différents codes en ce qui concerne la protection contre les erreurs, il est commode d'exprimer les contrôles de parité sous forme d'une addition modulo 2, c'est-à-dire dans laquelle la somme de nombres s'obtient en faisant d'abord la somme ordinaire puis en la divisant par 2 et en ne conservant que le reste de cette division.

. En d'autres termes, quand la somme ordinaire est paire, la somme modulo 2 est 0 et quand la somme ordinaire est impaire, la somme modulo 2 est 1.

Dans ces conditions, un contrôle de parité pourra s'exprimer en écrivant que la somme modulo 2 des chiffres soumis au contrôle est égale à 0.

Par exemple, dans un code $a_1\, a_2\, a_3 \ldots a_{15}$ comportant 12 chiffres d'information et trois chiffres de parité, le contrôle de 3 en 3 indiqué précédemment s'exprimera par

$$\begin{cases} a_1+a_4+a_7+a_{10}+a_{13} = 0 \\ a_2+a_5+a_8+a_{11}+a_{14} = 0 \\ a_3+a_6+a_9+a_{12}+a_{15} = 0 \end{cases}$$

On traduit l'ensemble de ces vérifications en écrivant le tableau des coefficients (0 ou 1) des différents chiffres dans les équations précédentes. Ce tableau constitue la matrice de parité « H ».

Dans l'exemple indiqué, la matrice de parité est :

$$H = \begin{vmatrix} 1\,0\,0\;1\,0\,0\;1\,0\,0\;1\,0\,0\;1\,0\,0 \\ 0\,1\,0\;0\,1\,0\;0\,1\,0\;0\,1\,0\;0\,1\,0 \\ 0\,0\,1\;0\,0\,1\;0\,0\,1\;0\,0\,1\;0\,0\,1 \end{vmatrix}$$

4.2. Propriétés additives des codes

Supposons maintenant que, choisissant deux mots M_1, M_2 d'un code (n, k) nous faisions l'addition modulo 2, chiffre par chiffre, des k chiffres d'information qu'ils contiennent. Nous utiliserons la table d'addition modulo 2 :

$$\begin{cases} 0+0 = 0 \\ 0+1 = 1 \\ 1+0 = 1 \\ 1+1 = 0 \end{cases}$$

Il reste à compléter la somme ainsi obtenue en y ajoutant les $(n-k)$ chiffres de parité.

Or, un contrôle de parité conduira à ajouter un 1 si, dans le mot somme, il y a un nombre impair de 1 parmi les chiffres contrôlés. Cette circonstance se produit si l'un des mots M_1 ou M_2 en comportait un nombre pair et l'autre un nombre impair parmi les chiffres correspondants ; c'est-à-dire si le chiffre de parité était 0 pour l'un des mots et 1 pour l'autre.

On voit donc qu'un chiffre de parité du mot somme s'obtient par l'addition modulo 2 des chiffres de parité correspondants des 2 mots ajoutés.

En conclusion, en faisant l'addition modulo 2, chiffre par chiffre de deux mots d'un code, chiffres de parité inclus, on obtient un autre mot du code qu'on peut appeler *leur somme*.

Dans la table d'addition indiquée plus haut, la somme (modulo 2) d'un chiffre (0 ou 1) et de lui-même est toujours 0. Il en résulte qu'un mot quelconque est son propre *opposé* et que la différence de deux mots s'identifie avec leur somme. On peut donc employer indifféremment ces deux termes.

L'ensemble des propriétés qui viennent d'être indiquées permet de conclure que les mots d'un code (n, k) constituent un « groupe » au sens mathématique du terme.

C'est pourquoi on appelle parfois ces codes, *codes de groupe*.

4.3. Distance de Hamming. Distance minimale

Des définitions précédentes il résulte que si l'on fait la somme (ou la différence) de deux mots d'un code, on obtient un nouveau mot du code qui est constitué de 0 à tous les rangs où les deux mots considérés comportaient des chiffres identiques, et de 1 à tous les rangs où les chiffres étaient différents.

Par exemple, la différence de :

$$\begin{array}{ll} & 1\,1\,0\,1\quad 1 \\ \text{et de} & 1\,1\,1\,0\quad 1 \\ \hline \text{est} & 0\,0\,1\,1\quad 0 \end{array}$$

L'écart entre les mots peut donc être caractérisé par le nombre de 1 que contient leur différence. Cet écart est appelé *distance de Hamming*.

D'autre part, on appelle « poids d'un mot » le nombre de 1 qu'il contient.

La distance de Hamming est donc le poids de la différence.

Deux mots seront d'autant plus faciles à distinguer que leur distance de Hamming sera plus grande. Si cette distance est d, il faut en effet d erreurs convenablement placées pour transformer un mot dans l'autre.

Il est donc intéressant d'examiner, pour chaque code, quelle est la distance de Hamming minimale qui peut être rencontrée, la distance 0 qui correspond à l'identité des deux mots étant évidemment exclue.

L'ensemble des différences coïncidant avec l'ensemble des mots du code, la *distance minimale* est en même temps le *poids minimal* (le mot constitué uniquement de 0 étant exclu).

Revenant au code (15, 12) cité comme exemple, il est clair que, dès l'instant où un chiffre d'information vaut 1, il y a un chiffre de parité qui vaut 1, le poids minimal est donc 2.

4.4. Propriété de la distance minimale

L'introduction d'erreurs portant sur p chiffres revient à l'addition (modulo 2) d'un mot de poids p.

Si l'on veut qu'une telle erreur soit détectable, il faut et il suffit que le mot ainsi obtenu n'appartienne pas au code c'est-à-dire que la distance minimale entre deux mots du code soit supérieure ou égale à $p+1$.

Supposons maintenant que l'on introduise q erreurs sur un mot M_1 du code et q erreurs, pas nécessairement identiques aux précédentes sur un autre mot M_2.

Si par ces deux actions, on obtient le même mot M,

la distance entre M_1 et M_2 est au maximum $2q$.

Donc, si la distance minimale est supérieure ou égale à $2q+1$, la situation précédente ne se rencontrera jamais.

Il en résulte que, même après l'introduction de q erreurs dans un mot du code, il sera possible de reconstituer ce mot sans ambiguïté ; le code permet la *correction* des erreurs jusqu'à l'ordre q inclus.

En conséquence, la condition nécessaire et suffisante pour qu'un code *corrige* toutes les erreurs simples est que sa distance minimale soit au moins égale à 3.

Nous n'en avons pas encore cité d'exemple, mais il est facile d'en constituer un. Il suffit de reprendre le message de 12 chiffres cité plus haut, de l'écrire encore sous forme d'un tableau de quatre lignes et trois colonnes et d'effectuer un contrôle de parité par ligne et un contrôle de parité par colonne, et on peut même compléter par un contrôle total de parité qui est obtenu indifféremment en additionnant les chiffres de parité de ligne, ou ceux de colonne (fig. 7).

1	1	0	0
1	0	1	0
1	1	1	1
0	1	0	1
1	1	0	0

FIG. 7.

On obtient ainsi un code (20, 12) dont la distance minimale est 4 puisqu'un seul chiffre 1 d'information donne naissance à un 1 de parité de ligne, un 1 de parité de colonne et un 1 de parité générale. On vérifiera aisément qu'aucune autre combinaison ne donne un poids plus faible.

Le code ainsi constitué peut corriger les erreurs simples. Il peut aussi détecter les erreurs doubles ou triples.

Il peut arriver qu'il détecte certaines erreurs d'ordre plus élevé mais cela dépend de leur configuration.

La figure 8 donne des exemples d'erreurs quadruples détectées et non détectées.

0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
1 1 0 0	1 0 0 1	1 1 0 0
0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
1 1 0 0	0 0 0 0	0 1 1 0
0 0 0 0	1 0 0 1	0 0 0 0
NON DETECTE	NON DETECTE	DETECTE

FIG. 8.

On peut également se proposer de corriger toutes les erreurs jusqu'à l'ordre q inclus en présence d'erreurs jusqu'à un ordre p plus grand que q.

Pour atteindre ce but, il faut et il suffit qu'un mot erroné M, obtenu à partir d'un mot M_1 du code, par introduction de q erreurs ne puisse pas avoir été obtenu à partir d'un autre mot M_2 du code, donc qu'il soit à une distance de M_2 supérieure à p (fig. 9).

Ceci équivaut à dire que la distance minimale doit être supérieure ou égale à $p+q+1$.

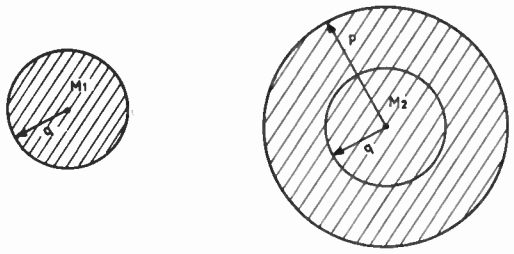


FIG. 9.

Si cette condition est remplie, non seulement les erreurs peuvent être corrigées jusqu'à l'ordre q inclus, mais elles sont détectées jusqu'à l'ordre p inclus.

A titre d'exemple, un code dont la distance minimale est 4 permet de corriger les erreurs simples ($q=1$) en présence d'erreurs doubles ($p=2$) qu'il détecte.

La correction des erreurs, lorsqu'elle est possible, s'effectue aisément de la manière suivante :

On écrit d'abord toutes les erreurs susceptibles d'être corrigées c'est-à-dire tous les mots de n chiffres comprenant un nombre de 1 inférieur ou égal à q. Pour chacun d'eux, on applique, dans un ordre donné, les divers contrôles de parité que comporte le code et on obtient ainsi des mots de $n-k$ chiffres qui ne sont pas tous nuls.

Si le code permet effectivement de corriger les erreurs considérées, ces mots sont tous distincts.

Si les mots de vérification correspondant à deux erreurs distinctes E_1, E_2 étaient identiques, l'erreur E_1-E_2 satisferait tous les contrôles de parité et appartiendrait au code.

M_1 étant un mot quelconque du code, le mot

$$M_2 = M_1+E_1-E_2$$

serait aussi un mot du code.

On en déduirait que le mot

$$M = M_1+E_1 = M_2+E_2$$

pourrait être obtenu en ajoutant les erreurs E_1, E_2 à deux mots distincts du code, ce qui est contraire à l'hypothèse suivant laquelle ces erreurs peuvent être corrigées.

Lorsqu'on applique les mêmes contrôles à un mot du code entaché d'une des erreurs, on retrouve le mot qui la caractérise, ce qui permet de la connaître puis de l'éliminer.

4.5. QUELQUES CODES IMPORTANTS

4.5.1. *Code de Hamming*

Les considérations précédentes peuvent être appliquées à la détermination de codes à n chiffres *qui*

corrigent toutes les erreurs simples.

Ces erreurs sont au nombre de n. Or, si l'on effectue r contrôles de parité, la matrice de parité s'écrira :

$$H = \left| \begin{array}{cccccc} p_1^1 & p_1^2 & \dots & p_1^k & 1\ 0 & \dots\ 0 \\ p_2^1 & p_2^2 & \dots & p_2^k & 0\ 1 & \dots\ 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_r^1 & p_r^2 & \dots & p_r^k & 0\ 0 & \dots\ 1 \end{array} \right|$$

les coefficients p étant 0 ou 1.

Examinons maintenant le résultat des contrôles de parité appliqués à l'erreur :

(0 1 0 ..... 0)

La première ligne de H fournit p_1^2

La seconde » » » p_2^2

La troisième » » » p_3^2

...etc.

On obtient donc un mot de r chiffres qui est la deuxième colonne de H.

Par conséquent, il faut constituer H de façon que ses n colonnes soient des mots distincts, non nuls. On utilisera au mieux les r chiffres de parité introduits si tous les mots qu'ils permettent de former sont effectivement employés, c'est-à-dire si l'on a :

$$n = 2^r - 1$$

Les colonnes sont alors toutes définies et il n'y a pas d'autre choix que l'ordre dans lequel on les place, ordre qui n'a d'ailleurs pas d'influence essentielle sur les propriétés du code.

La convention la plus commode consiste à ne pas imposer aux chiffres de parité d'être rassemblés à la fin, comme nous l'avons fait ici et à ranger les colonnes dans l'ordre croissant des nombres qu'elles représentent.

Pour simplifier l'écriture, plaçons-nous dans le cas $r = 4$.

Le nombre total de chiffres est alors $n = 2^4 - 1 = 15$ et le nombre de chiffres d'information est

$$k = n - r = 11$$

La matrice de parité, disposée comme il vient d'être dit est :

$$H = \left| \begin{array}{cccccccccccccc} \boxed{0} & \boxed{0} & 0 & \boxed{0} & 0 & 0 & 0 & \boxed{1} & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 \end{array} \right|$$

On a indiqué en dessous les numéros des colonnes et on a encadré les colonnes correspondant aux chiffres de parité.

Le code ainsi obtenu est le code de Hamming (15, 11).

Si l'application des 4 contrôles de parité à un mot reçu fournit par exemple (1 1 0 1) on en déduira qu'il y a une erreur sur le chiffre qui occupe ce rang, c'est-à-dire sur le 13e et on la corrigera.

La même structure et les mêmes propriétés se rencontrent pour une valeur quelconque de r et pour les valeurs de n et k qui s'en déduisent.

La figure 10 indique quelques exemples.

r	$n = 2^r - 1$	$k = n - r$	$100\ r/n$
2	3	1	66
3	7	4	43
4	15	11	27
5	31	26	16
6	63	57	9,6
7	127	120	5,5
8	255	247	3,1
9	511	502	1,8
10	1023	1013	1,0

FIG. 10. — Codes de Hamming.

On observe que le nombre k de chiffres d'information croît beaucoup plus vite que le nombre r de chiffres de parité. Le rapport r/n est souvent appelé taux de « redondance » et exprime l'inconvénient auquel il faut consentir pour obtenir la protection recherchée. On voit qu'il passe de 66 % à 1 % quand la longueur des mots passe de 3 à 1 023 chiffres.

La division d'un message en blocs longs est donc nettement avantageuse du point de vue de la redondance, si l'on utilise un code de Hamming.

Mais cette remarque est générale et s'applique tout aussi bien aux autres codes.

4.5.2. *Codes de Bose-Chaudhuri*

Les codes de Hamming ont été généralisés par BOSE et CHAUDHURI en vue de permettre la *correction des erreurs multiples.*

Ils permettent d'obtenir toute distance minimale fixée a priori et par conséquent de corriger les erreurs multiples jusqu'à tout ordre désiré.

Mais naturellement, si cet ordre est élevé, il est nécessaire d'introduire un taux de redondance considérable.

A titre d'exemple, un code 63 chiffres qui corrige les erreurs jusqu'à l'ordre 15 inclus, comporte 56 chiffres de parité et seulement 7 chiffres d'information.

Pour ne pas surcharger l'exposé, nous ne développerons pas ici la théorie de ces codes.

4.5.3. *Codes cycliques*

Les codes cycliques sont ceux pour lesquels toute permutation circulaire effectuée sur les chiffres d'un mot du code engendre un mot du code.

Nous en avons déjà rencontré deux exemples simples : le code comportant un chiffre de parité par ligne est un code cyclique puisque la seule condition qu'il impose est la parité du nombre total de 1 contenus dans un mot d'une ligne ; le code de parité par colonnes en est un autre car un décalage d'une unité vers la droite de tous les chiffres, le dernier chiffre revenant en tête, a pour effet de faire passer les chiffres de la première colonne dans la deuxième, ceux de la deuxième dans la troisième... et ceux de la dernière dans la première, sans altérer le contenu de chacune d'elles et par conséquent en respectant les contrôles de parité.

Si le tableau rectangulaire suivant lequel le mot a été disposé comporte r colonnes et s lignes, on a r contrôles de parité et nous avons vu que le code permet la *détection des paquets d'erreurs jusqu'à l'ordre r inclus*. Cette propriété essentielle appartient à tous les codes cycliques et les rend particulièrement importants pour la transmission des données numériques.

Pour la démontrer, précisons d'abord qu'un paquet d'erreurs d'ordre r est un ensemble d'erreurs portant sur r chiffres consécutifs parmi lesquels se trouvent nécessairement le premier chiffre et le dernier. Ecrit sous forme d'un mot E de n chiffres, un paquet d'erreurs d'ordre r présente donc l'aspect suivant :

$$E = (0\,0\,0 \ldots\ldots\ 0\ 1\ a_1\ a_2\ a_3 \ldots\ldots\ a_{r-2}\ 1\ 0\,0\,0 \ldots\ 0)$$

$a_1\ a_2 \ldots\ldots\ a_{r-2}$ étant des chiffres quelconques.

Un tel mot ne peut pas appartenir à un code cyclique comportant au moins r contrôles de parité.

En effet, nous pouvons toujours considérer comme chiffres de parité les derniers chiffres du code ; en outre, si le mot considéré appartient au code, nous obtenons un nouveau mot du code en amenant le paquet d'erreurs, par permutation circulaire, à occuper les r dernières positions.

Dans cette situation, tous les chiffres d'information sont nuls, et par conséquent, tous les chiffres de parité doivent l'être aussi, ce qui est en contradiction avec l'hypothèse.

Etant ainsi établi que le mot E ne peut appartenir au code, il en résulte que son addition à un mot M_1 du code ne peut pas fournir un autre mot M_2 du code car s'il en était ainsi, la différence $E = M_2 - M_1$ appartiendrait au code.

L'addition de l'erreur E fournissant un mot étranger au code, cette erreur peut donc être détectée.

Etant donné l'intérêt résultant de cette propriété, la théorie des codes cycliques a fait l'objet de nombreux travaux et on a découvert notamment des méthodes très générales permettant l'élaboration de tels codes.

Nous nous bornerons ici à résumer l'essentiel, sans donner les démonstrations qui font appel aux propriétés des groupes de Galois et à la théorie des polynômes « modulo $f(x)$ ».

Pour comprendre l'emploi de la méthode, il suffit de savoir que l'on considère des polynômes en x dont les coefficients sont 0 ou 1.

On convient d'effectuer les additions de termes de même degré en x en faisant la somme modulo 2 des coefficients, et les multiplications en appliquant les règles ordinaires.

Par exemple, le produit

$$f(x) = (1+x)\ (1+x+x^2+x^3)$$

se transformera comme suit :

$$\begin{array}{l} 1+x+x^2+x^3 \\ \quad +x+x^2+x^3+x^4 \\ \hline 1+0+0\ +0\ +x^4 \end{array}$$

on a donc

$$f(x) = 1+x^4$$

Dans ces conditions, on obtient un code cyclique (n, k) de la manière suivante.

On s'efforce de décomposer $f(x) = 1+x^n$ en deux facteurs $g(x)$ et $h(x)$ le dernier étant de degré k.

On obtient alors k mots indépendants du code à l'aide des coefficients de $g(x)$, $x\,g(x) \ldots x^{k-1}\,g(x)$

Leur tableau constitue la « matrice génératrice G ».

On obtient ensuite la matrice de parité par le tableau des coefficients de $h(x)$, $x\,h(x)$, $x^2\,h(x)$, ... $x^{n-1-k}\,h(x)$ *écrits par ordre de puissances décroissantes de x à partir de la puissance* $n-1$.

Cette méthode peut être illustrée par l'exemple simple d'un code (8, 6) à contrôles de parité par colonnes.

On a ici $n = 8$ et $k = 6$.

On partira donc de $f(x) = 1+x^8$ que l'on peut écrire sous forme du produit de $g(x) = 1+x^2$ par $h(x) = 1+x^2+x^4+x^6$

ou, par ordre de puissances décroissantes :

$$h(x) = x^6+x^4+x^2+1$$

La matrice de parité est constituée des coefficients de $h(x)$ et de ceux de $x\,h(x) = x^7+x^5+x^3+x$.

C'est donc la matrice :

$$H = \left|\begin{array}{c} 0\,1\,0\,1\,0\,1\,0\,1 \\ 1\,0\,1\,0\,1\,0\,1\,0 \end{array}\right|$$

Elle exprime effectivement deux contrôles de parité de deux en deux chiffres.

D'autre part, six mots indépendants du code sont obtenus avec les coefficients de :

$$\begin{cases} g(x) = 1 + x^2 \\ x\,g(x) = x + x^3 \\ x^2\,g(x) = x^2 + x^4 \\ x^3\,g(x) = x^3 + x^5 \\ x^4\,g(x) = x^4 + x^6 \\ x^5\,g(x) = x^5 + x^7 \end{cases}$$

La matrice génératrice est donc :

$$G = \begin{vmatrix} 1\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0 \\ 0\,1\,0\,1\,0\,0\,0\,0 \\ 0\,0\,1\,0\,1\,0\,0\,0 \\ 0\,0\,0\,1\,0\,1\,0\,0 \\ 0\,0\,0\,0\,1\,0\,1\,0 \\ 0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,1 \end{vmatrix}$$

Elle contient six mots du code. Tous les autres peuvent être obtenus par addition de ceux-ci.

4.5.4. *Code de Fire*

Parmi les plus importants codes cycliques, il faut citer les codes de Fire qui dépendent de trois paramètres principaux.

le nombre total de chiffres n

le nombre de contrôle de parité $r = n-k$

le degré m d'un polynôme qui intervient dans la définition.

Ces codes permettent naturellement de *détecter un paquet* d'erreurs de longueur l inférieure ou égale à r.

Mais ils permettent également de *corriger un paquet* d'erreurs de longueur l_1 inférieure ou égale à m et simultanément de détecter un autre paquet de longueur l_2 si l'inégalité $l_1+l_2 \leqslant r+m+1$ est satisfaite.

4.5.5. *Efficacité des divers codes*

Les valeurs de n et k d'un code (n, k) étant fixées, le nombre de mots distincts du code est 2^k, tandis que le nombre total de mots possibles est 2^n.

Or, les erreurs indétectables sont celles qui, ajoutées à un mot du code, fournissent un mot du code. Leur ensemble est donc l'ensemble des mots du code, 0 excepté.

La proportion d'erreurs indétectables est donc $\dfrac{2^k-1}{2^n}$

Dans le cas où toutes les erreurs seraient équiprobables, le rapport précédent représenterait la probabilité p_B pour qu'un mot soit erroné :

$$p_B = \frac{2^k-1}{2^n}$$

Mais en réalité, l'hypothèse de l'équiprobabilité des erreurs n'est jamais justifiée et des codes différents ne possèdent généralement pas la même efficacité de protection contre les erreurs, même s'ils correspondent à des valeurs égales de n et de k.

Pour décrire complètement les propriétés d'un code, il est nécessaire de classer les erreurs en diverses catégories C_m et d'indiquer, pour chacune de ces catégories, le nombre N_m d'erreurs non corrigées ou détectées.

Il est avantageux de ranger dans une même catégorie les erreurs qui, dans une liaison donnée, ont la même probabilité. Si p_m est la probabilité d'apparition d'une erreur déterminée de la catégorie C_m, la probabilité pour qu'une erreur quelconque de C_m échappe au contrôle du code est :

$$N_m p_m$$

la probabilité d'obtenir un bloc erroné est donc :

$$p_B = \sum_m N_m\,p_m \qquad (1)$$

Elle dépend non seulement du code, mais encore des conditions d'utilisation.

Dans le cas où la transmission est telle que les erreurs sur les chiffres binaires soient indépendantes, les diverses erreurs du même ordre sont équiprobables.

En effet, si p est la probabilité pour qu'un chiffre transmis soit faux, $q = 1-p$ est la probabilité pour qu'il soit exact et la probabilité d'une erreur d'ordre m est :

$$p_m = p^m\ q^{n-m}$$

On obtient donc :

$$p_B = \sum_{m=1}^{n} N_m\,p^m\,q^{n-m} \qquad (2)$$

En pratique, on n'entreprendra l'exploitation d'une liaison que si p est beaucoup plus petit que 1 et par conséquent si q est très voisin de 1.

Il en résulte que la somme donnée par la formule (2) est faite de termes rapidement décroissants et peut pratiquement être réduite au premier terme non nul.

Dans le cas du code à contrôles de parité par lignes et par colonnes, on a vu que le poids minimal est 4.

Le premier terme non nul est donc celui qui correspond aux erreurs d'ordre 4. On a donc approximativement :

$$p_B = N_4\,p^4 \qquad (7)$$

Les erreurs d'ordre 4 non détectées sont celles pour lesquelles les quatre 1 du mot sont placés aux sommets d'un rectangle lorsque le bloc est écrit sous forme d'un tableau rectangulaire. Si ce tableau possède a lignes et b colonnes, le nombre de ces erreurs est :

$$N_4 = \frac{a(a-1)\,b(b-1)}{4}$$

Si on a par exemple : $a = 5 \quad b = 4 \quad n = 20$, on obtient :

$$\alpha_4 = \frac{20 \cdot 12}{4} = 60$$

$$p_B = 60\, p^4$$

Pour $p = 10^{-3}$ ceci fournit :

$p_B = 6.10^{-11}$ ce qui est excellent

Malheureusement le calcul repose sur l'hypothèse des erreurs indépendantes sur les chiffres binaires et ne correspond pas aux cas les plus usuels où les erreurs les plus fréquentes se présentent en paquets. C'est pourquoi il est pratiquement nécessaire de déterminer expérimentalement l'efficacité des codes en se plaçant dans les conditions réelles d'utilisation.

On a consigné dans la figure 11 les résultats de quelques séries de mesures [6].

Code	Parité	Transmission	Proportion d'erreurs non détectées. Evaluée dans le cas d'erreurs indépendantes	Mesurée
[50,45]	par ligne	sur réseau commuté 1 000 bauds	$5{,}03\ 10^{-2}$	$15{,}5\ 10^{-2}$
[100,90]	par ligne	sur lignes spécialisées 1 000 bauds	$9{,}6\ 10^{-3}$	$9{,}4\ 10^{-2}$
[50,45]	par colonne	sur réseau commuté 1 000 bauds	$5{,}03\ 10^{-2}$	$4{,}1\ 10^{-2}$
[100,90]	par colonne	sur lignes spécialisées 1 000 bauds	$9{,}6\ 10^{-3}$	$5{,}15\ 10^{-3}$

FIG. 11. — Proportion d'erreurs non détectées

On observe que la porportion d'erreurs non détectées peut être, suivant le type de code, meilleur ou plus mauvais que celui que l'on calcule en estimant les erreurs indépendantes. Par l'emploi de codes simples, une proportion d'erreurs non détectées inférieure à 1 % peut aisément être atteinte. Des codes plus compliqués permettent de faire mieux encore.

5. Structure et caractéristiques d'un système de transmission de données numériques

Les considérations qui précèdent permettent de comprendre la structure d'un système de transmission de données numériques. Il comporte généralement les divers éléments représentés figure 12.

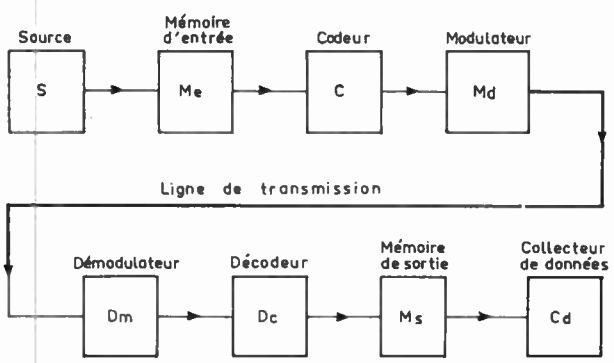


FIG. 12.

On voit d'abord une *source de données* : c'est, par exemple, un lecteur de bande.

Cette source est généralement suivie d'une *mémoire d'entrée* dont le rôle est de permettre la répétition d'une partie du message si cela se révèle nécessaire.

La mémoire d'entrée peut être un tambour ou un ruban magnétique, ou encore une matrice de tores de ferrite.

On rencontre ensuite le *codeur*, organe qui prélève l'information dans la mémoire d'entrée et la transforme en vue de la rendre mieux adaptée à la transmission.

Cette opération consiste généralement en un passage parallèle-série et en l'introduction de signaux de supervision. Le codeur est généralement chargé de déterminer et d'introduire les chiffres de parité qui permettront la détection ou la correction de certaines erreurs.

La suite de zéros et de uns ainsi constituée est alors traitée par le *modulateur ou convertisseur de signaux*.

Celui-ci produit les signaux élémentaires destinés à représenter chacun des deux chiffres binaires et effectue la modulation avec le signal modulant qui en résulte.

Dans le cas le plus courant d'une transmission en série, il n'intervient qu'une onde porteuse. S'il s'agit d'une transmission en parallèle, il en intervient plusieurs.

L'ensemble des organes précédents constitue *l'émetteur* qui est relié par une ligne de transmission au *récepteur*.

Celui-ci comporte les organes destinés à remplir les fonctions inverses. On trouve donc successivement :

un *démodulateur*,

un *décodeur*,

une *mémoire de sortie*,

un *collecteur des données*, par exemple un perforateur de bande.

L'ensemble décrit permet la transmission des données dans un seul sens. C'est le fonctionnement dit *simplex*.

Si les deux extrémités de la ligne de transmission sont pourvues d'équipement d'émission et de réception, on a naturellement la possibilité de transmettre des données dans les deux sens.

Suivant le type d'équipement, on peut alors envisager soit la transmission simultanée dans les deux sens, soit la transmission alternée.

Dans le premier cas, on a un système *duplex*, dans le second, un *semi-duplex*.

Cette revue des caractères généraux doit être complétée par quelques précisions sur les méthodes de détection ou correction des erreurs.

Une première méthode, qui ne fait pas appel aux propriétés des codes, consiste à renvoyer intégralement le message reçu vers l'émetteur qui vérifie son exactitude. C'est le contrôle par *retour d'information*.

Si le code permet la détection des erreurs, cette procédure peut être allégée.

On peut en effet, à la station de réception effectuer les opérations de vérification, en interprétant le résultat et, dans le cas où une erreur est apparue, prendre l'initiative d'envoyer à la station d'émission un signal demandant la répétition du bloc erroné.

On dit qu'on utilise le contrôle par *retour de décision.*

On peut également n'envoyer à la station de réception que les chiffres d'information à l'exception des chiffres de parité. Mais, connaissant les règles pour les obtenir, cette station les recalcule et transmet le résultat à la station d'émission. Celle-ci les compare aux valeurs exactes et décide s'il y a lieu ou non d'effectuer une retransmission.

On dit qu'on utilise le contrôle par *retour de parité.*

On peut aussi pourvoir le récepteur d'un *détecteur de perturbations*, qui peut revêtir plusieurs formes. Dans un système à modulation de fréquence ce sera un détecteur des variations d'amplitude. Cette méthode peut d'ailleurs être utilisée concurremment avec l'une des deux précédentes.

Bien entendu, toutes ces méthodes supposent la possibilité d'envoyer des messages en retour, ce qui implique une liaison bi-directionnelle.

Enfin, si le code utilisé permet la correction des erreurs, les opérations nécessaires sont toutes effectuées à la réception sans qu'une voie de retour soit nécessaire.

La figure 13 résume les diverses combinaisons possibles des caractères directionnels et des méthodes de correction ou détection des erreurs.

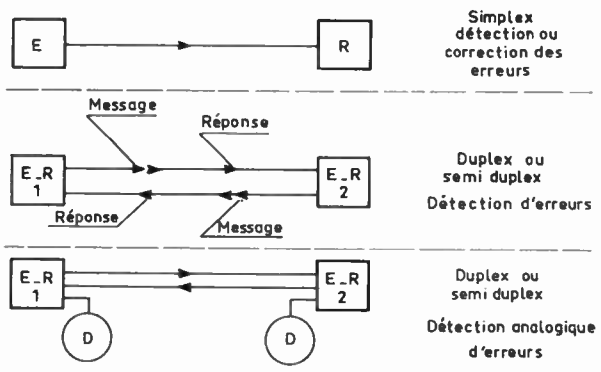


FIG. 13.

6. Exemples de systèmes

Les principes généraux qui viennent d'être exposés peuvent être illustrés par quelques exemples.

6.1. SYSTÈMES A FAIBLE VITESSE FONCTIONNANT SUR CIRCUITS TÉLÉGRAPHIQUES

6.1.1. *Système Thedar A*
(de Standard Elektrik Lorenz)

Ce système s'utilise entre deux téléimprimeurs fonctionnant en semi-duplex dans le but de réduire le taux d'erreurs de la liaison. Le schéma d'ensemble est donné figure 14. L'exploitation s'effectue aux vitesse de 50, 75, 100 ou 200 bauds, sans modulation à l'émission. On utilise un code cyclique détecteur

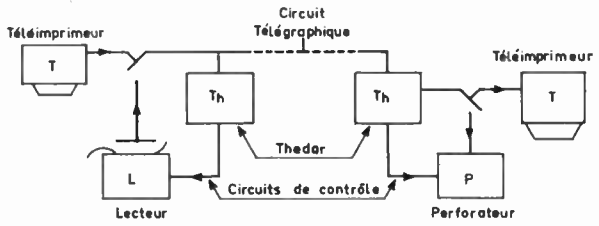


FIG. 14. — Système Thedar A.

Type de circuit : télégraphique
Mode d'exploitation : semi-duplex
Rapidité de modulation : 50, 75, 100 et 200 bauds
Longueur de bloc : fixe
Correction automatique par retour de décision et retransmission
Copie avec erreurs annulées

d'erreurs et le contrôle par retour de décision après chaque bloc. Les blocs erronés sont ainsi détectés et identifiés mais non éliminés de la bande produite par la perforatrice de réception.

6.1.2. *Système DC 50-200*
(de Standard Telephone and Cables).

Ce système s'adapte à un circuit télégraphique équipé en duplex comme il est indiqué sur la figure 15. La vitesse d'information est 50 ou 200 bauds. Le

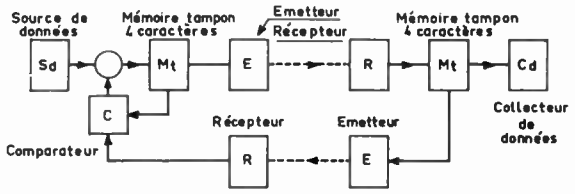


FIG. 15. — Système 50-200.

Type de circuit : télégraphique
Mode d'exploitation : duplex
Rapidité de modulation : 50 - 200 Bd
Correction automatique par retour d'information et retransmission
Copie sans ratures

contrôle est effectué par retour d'information dans le « comparateur » de la station d'émission. Le récepteur comporte une mémoire de sortie qui ne transmet les blocs au collecteur de données que lorsqu'ils sont exacts. On obtient donc une copie sans ratures.

6.2. SYSTÈMES A VITESSE MOYENNE DE TRANSMISSION FONCTIONNANT SUR CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES

6.2.1. *Système Tradan*
(de la Cie Lignes Télégraphiques et Téléphoniques) [8]

Ce système fonctionne en duplex à la vitesse de 200 bauds sur tout circuit téléphonique commuté ou non. Son schéma d'ensemble est représenté sur la figure 16.

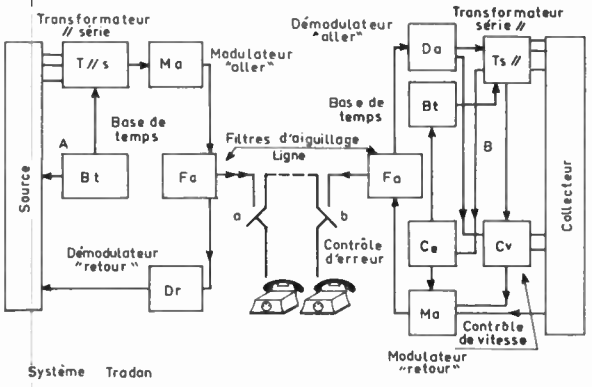


FIG. 16.

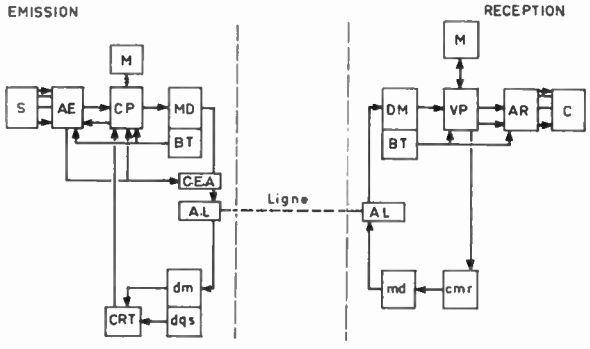


FIG. 17. — Système Rapidata S

ÉMISSION

S — Source de données.
AE — Adaptation « Emission ».
CP — Dispositif de calcul de parité.
M — Mémoire.
MD — Modulateur « Aller ».
BT — Base de temps.
CEA — Commande de l'émission « Aller ».
AL — Adaptation de ligne.
CRT — Commande de retransmission.
dm — Démodulateur «Retour»
dqs — Détecteur de qualité du signal « Retour ».

RÉCEPTION

AL — Adaptateur de ligne.
DM — Démodulateur « Aller ».
BT — Base de temps.
M — Mémoire.
VP — Vérificateur de parité.
AR — Adaptateur « Réception ».
C — Collecteur de données.
md — Modulateur « Retour ».
cmr — Commande du modulateur « Retour ».

On utilise la modulation de fréquence et le contrôle par retour de décision. Le code choisi comporte une seule vérification de parité par mot.

La détection d'une erreur provoque une interruption de courte durée du signal sinusoïdal émis en permanence sur la voie de retour.

L'émetteur cesse alors de fonctionner et ne repart qu'après intervention de l'opérateur.

6.2.2. *Système Rapidata D* (de la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques) [9]

C'est un système très simple utilisant des signaux à composante continue nulle, comme il a été indiqué sur la figure 3. La vitesse d'information est de 375, 750 ou 1 000 chiffres binaires par seconde.

Il en existe deux versions, l'une sans modulation, prévue pour des circuits non commutés, de longueur inférieure à une cinquantaine de kilomètres, l'autre, d'usage plus général, à modulation de fréquence.

Le système peut comporter un dispositif de détection d'erreurs à contrôle par retour d'information.

En utilisant le code « 2 parmi 5 » on a mesuré un taux d'erreurs inférieur à $1{,}5 \cdot 10^{-7}$ sur une ligne directe de 25 km établie entre Nice et Vence.

6.2.3. *Système Rapidata S* (de la Compagnie Générale de Construction Téléphonique)

Ce système peut fonctionner à 600 ou 1 200 bauds sur tout circuit téléphonique.

La figure 17 en donne le schéma d'ensemble dans le cas d'une exploitation en duplex. L'organisation est très voisine de celle du système Tradan. On utilise la modulation de fréquence et le contrôle par retour de décision. Mais on dispose ici de mémoires tampon qui évitent tout recours aux opérateurs pour retransmettre au collecteur de données les blocs inexacts. On a donc une copie sans ratures.

6.2.4. *Système GH 201* (de Standard Telefon & Radio)

Comme les précédents, ce système est utilisable sur tout circuit téléphonique, il fonctionne en duplex à 600 ou 1 200 bauds.

Sa particularité réside dans le critère principal utilisé pour la détection des erreurs : on observe à la réception, toute variation brutale d'amplitude. Cette variation, interprétée comme une présomption d'erreur provoque l'émission d'un signal de retour qui entraîne la répétition. L'expérience ayant montré que cette protection est insuffisante contre les parasites courts, un contrôle simple de parité, à deux chiffres par caractère, a été ajouté.

7. Applications

7.1. Enregistrement automatique des communications téléphoniques

Le principe du système de taxation consiste à enregistrer un message sur une bande de papier perforée chaque fois que se produit un événement de taxation dans le bureau considéré. Ces messages contiennent des renseignements tels que numéro du demandeur, heure de début et de fin de conversation, type de taxe appliquée, etc, de sorte qu'ensuite leur tri par abonné demandeur et leur traitement dans un atelier de calcul permettent d'établir automatiquement la facture.

Comme le perforateur d'enregistrement est un organe mécanique délicat qui nécessite d'être entretenu par un personnel qualifié, il est installé dans un centre important dans lequel sa surveillance ne présente pas de difficulté. Le système Rapidata « D » est utilisé pour transmettre les messages du bureau d'élaboration au centre d'enregistrement suivant le diagramme de liaison de la figure 18.

En réalité, la liaison est bidirectionnelle simultanée. La transmission s'effectue à la vitesse de 1 000 chiffres par seconde.

Par la voie de retour, il est possible de commander

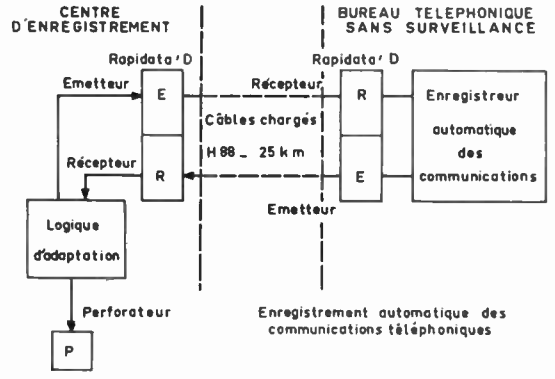


FIG. 18.

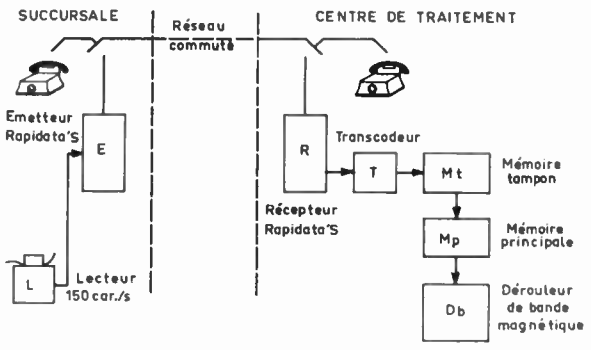


FIG. 19. — Traitement centralisé de données.

manuellement à partir du centre d'enregistrement, l'émission par l'enregistreur automatique de messages d'essais.

7.2. TRAITEMENT CENTRALISÉ DES DONNÉES

Dans ce cas, il s'agit de transmettre des données numériques en vue de l'établissement, par un centre de traitement unique, de la comptabilité d'une entreprise importante possédant plusieurs usines ou des succursales multiples.

La transmission s'effectue à travers le réseau téléphonique commuté. A partir du centre de traitement, un opérateur chargé de la collecte des données appelle à tour de rôle les diverses succursales et établit successivement des chaînes de transmission de données dont le schéma est représenté figure 19.

Les données, disponibles à la succursale sous forme de bande perforée, sont transmises, reçues et, après transformation, inscrites sur un dérouleur de bande magnétique.

Les informations ainsi rassemblées sont prêtes pour l'exploitation par un centre de traitement électronique.

8. Conclusion

De nombreuses autres applications pourraient être citées, montrant que la transmission des données numériques est appelée à un grand avenir.

La sécurité d'emploi atteinte dès maintenant mérite particulièrement d'être souligné ; un taux d'erreurs de 10^{-8} correspond, dans une transmission à 1 000 bauds, à moins de une erreur par jour de fonctionnement continu.

La quantité d'information transmise pendant ce laps de temps représente un livre de 6 000 pages.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *Onde Electrique*, février 1963. Numéro consacré aux transmissions de données numériques.

[2] MARKO H. et AULHORN M. — Système expérimental pour transmission d'informations codées sur lignes téléphoniques commutables. *Revue des Télécommunications*. Vol. 37, n° 3, 1962.

[3] DE ROSA L.A. et KELLER E.W. — Applications possibles des progrès récents de la technique des télécommunications. *Revue des Télécommunications*. Vol. 37, n° 3, 1962, p. 59 à 79.

[4] JEPPSON M. — Frequency Shift Modulation of Binary-Coded Signals for Transmission over Telephone Circuits. *Electrical Communication*. Vol. 37, n° 2, 1961.

[5] LABEYRIE J. — Résultats d'essais de transmission de données sur liaisons téléphoniques. *Onde Electrique*. Février 1963, p. 94 à 105.

[6] JONES W.T. — Transmission of data over telephone type circuits. *Electrical Communication*. Vol. 37, n° 2, 1961.

[7] PETERSON W.W. — Error Correctoring Codes. John Wiley and Sons. Inc. Ed.

[8] MANIÈRE M. — Transmission des informations et gestion : le Tradan. *Automatisme*. Tome VII, n° 10, octobre 1962.

[9] GIRINSKY A. et ROUSSEL P. — High-Speed Transmission of Numerical Data over Telephone Channels. *Electrical Communication*. Vol. 36, n° 4, 1960.

UNE GAMME DE « MODEMS » DE TRANSMISSION DE DONNÉES POUR CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES

PAR

M. COIRON et H. MILLET

Ingénieurs à la Société T.R.T.

Introduction

En matière de transmission de données, l'évolution des problèmes a montré la nécessité d'atteindre à des rapidités de modulation de plus en plus élevées ; simultanément, elle a mis en évidence l'utilité d'un réseau de communication vaste et facilement accessible comme le réseau téléphonique.

Le C.C.I.T.T., à la suite des travaux qu'il a menés dans ce sens, a défini les conditions d'emploi des lignes des réseaux téléphoniques généraux comme support de transmission et depuis, l'Administration des P. & T. a officiellement autorisé la transmission des données sur le réseau commuté français, pour des rapidités de modulation allant jusqu'à 1 200 bauds, en imposant évidemment certaines caractéristiques essentielles aux « modems ».

On peut utiliser, pour les rapidités de modulation supérieures à 1 200 bauds, des liaisons téléphoniques spécialisées, moins perturbées par les bruits impulsifs ; dans ce cas, le type de modem (1) — et particulièrement le procédé de modulation — n'est pas imposé.

Ainsi, se sont constituées deux classes de systèmes de transmission de données sur ligne téléphonique, l'une utilisant le réseau commuté général, l'autre utilisant des liaisons spécialisées. Cela a conduit à développer des modems de conceptions différentes, adaptés, chacun en ce qui le concerne, aux caractéristiques et aux exigences particulières du support téléphonique auquel il est destiné. Notre objet, dans cet article, est de décrire certains d'entre eux, pour mettre en évidence leurs aspects spécifiques. Ainsi nous évoquerons successivement :

— le modem SEMATRANS à 1 200/600 bauds, applicable au réseau téléphonique général,

— les modems rapides permettant la transmission de 2 400, 4 800 ou 6 000 bauds dans une seule voie téléphonique, applicables aux liaisons spécialisées,

— enfin, à titre d'exemple d'application du SEMATRANS, le système de transmission de données « caractère par caractère » à 100 car/s S 612.

(1) Les termes « modem », « voie d'aller », « voie de retour », figurent dans les documents officiels du C.C.I.T.T.

1. Le modem Sematrans à 1 200/600 bauds

1.1. GÉNÉRALITÉS

Le SEMATRANS permet l'échange de données à 1 200 ou 600 bauds entre deux postes d'abonnés du réseau téléphonique général ; il a été défini conformément aux recommandations du C.C.I.T.T. et aux spécifications de l'Administration des P. & T.

Il comporte plusieurs variantes d'équipement : avec ou sans voie de retour, avec ou sans horloge incorporée, etc. Ses caractéristiques essentielles sont les suivantes :

1.1.1. *Voie de transmission de données* (Voie d'aller)

a) La transmission des données est faite en mode « série ».

b) Les signaux sont transmis en ligne en modulation bivalente de fréquence, à la rapidité nominale de 1 200 bauds, commutable à 600 bauds par l'utilisateur.

c) Les fréquences utilisées sont :
à 1 200 bauds : 2 100 Hz (f_A) et 1 300 Hz (f_Z),
à 600 bauds : 1 700 Hz (f_A) et 1 300 Hz (f_Z).

d) Le niveau d'émission en ligne du signal modulé est réglable de −4 à −17 dBm.

e) Le niveau minimum de réception est de −40 dBm.

f) Aucun correcteur particulier d'atténuation ou de temps de groupe n'est nécessaire.

1.1.2. *Voie de transmission simultanée de signaux de supervision* (Voie de retour)

Dans la voie téléphonique, un canal de fréquences s'étendant de la plus basse fréquence transmissible (environ 300 Hz) à 600 Hz, reste disponible, compte tenu de la largeur du spectre nécessaire à la « Voie d'aller ». Une « Voie de retour » est disposée dans ce canal. Elle fonctionne en sens inverse de la « Voie d'aller » et permet de transmettre en permanence, depuis le récepteur de données, des signaux destinés à renseigner l'émetteur sur la qualité de la transmission. Par l'intermédiaire de la « Voie de retour » on peut ainsi provoquer, en cas d'erreur, soit l'arrêt de la transmission, soit la répétition des messages.

C'est une voie en modulation bivalente de fréquence, utilisable à la rapidité maximale de 75 bauds. Les fréquences transmises sont égales à 450 Hz (f_A) et 390 Hz (f_Z). Leur niveau d'émission est réglable de -6 à -20 dBm, leur niveau minimum de réception est de -40 dBm.

1.1.3. *Principes d'exploitation*

Le SEMATRANS est destiné au réseau téléphonique général commuté. Cette notion est essentielle non seulement du point de vue des performances du convertisseur de signaux proprement dit, mais aussi en ce qui concerne l'exploitation qui doit en être faite. On doit, en effet, donner au modem les moyens propres à l'établissement, la surveillance et la libération des liaisons téléphoniques.

De plus, le SEMATRANS est doté d'un certain automatisme qui règle l'alternat dans une liaison bidirectionnelle.

1.2. PRÉSENTATION DU SEMATRANS

Le modem SEMATRANS, est représenté en figure 1, et comporte :

— le *poste téléphonique* qui est un simple poste d'abonné de type agréé ; il est utilisé pour l'établissement des communications et, bien entendu, pour les conversations téléphoniques entre opérateurs des postes de données,

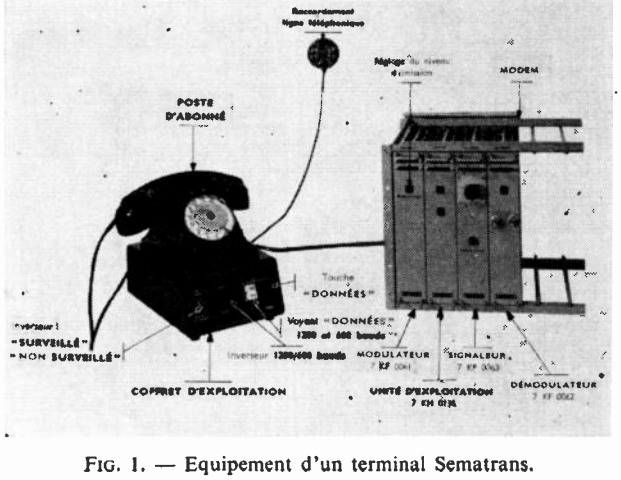


FIG. 1. — Equipement d'un terminal Sematrans.

— *le coffret d'exploitation* qui reçoit les cordons de raccordement du poste d'abonné, de la ligne et du modem proprement dit, et qui porte les moyens d'exploitation du SEMATRANS mis à la disposition de l'utilisateur, comme indiqué sur la figure,

— *le modem proprement dit* qui contient les unités fonctionnelles enfichables, dont le choix et le nombre dépendent de l'utilisation prévue.

Un équipement typique est représenté figure 1. C'est un terminal pour la transmission de données en mode bidirectionnel, à l'alternat, sans « voie de retour » ni base de temps ; il contient une unité « modulateur 1 200/600 bauds », une unité « démodulateur 1 200/600 bauds », une unité « signaleur » et une unité « d'exploitation ».

L'équipement le plus complet du modem constitue un terminal pour la transmission de données en mode bidirectionnel, à l'alternat, avec « voie de retour » et « base de temps » incorporées. Il est obtenu en ajoutant aux unités précédentes une unité « filtres d'aiguillage », une unité « modem 75 bauds » et une unité « base de temps ».

Il va de soi que l'on peut aussi équiper le SEMATRANS d'une « voie de retour » sans « base de temps » ou inversement.

1.3. PROCÉDURE D'EXPLOITATION

Pour simplifier la description du SEMATRANS, il est intéressant de donner, dès maintenant, les principes qui règlent son fonctionnement :

1° Les liaisons téléphoniques entre deux postes d'abonné équipés d'un SEMATRANS sont établies de la manière habituelle en téléphonie, par l'intermédiaire de postes d'abonné de type agréé.

2° Les liaisons étant établies, elles sont utilisées d'abord pour transmettre une conversation puis commutées vers les postes de données.

L'action de l'opérateur demandeur sur la touche « données » de son coffret d'exploitation provoque l'allumage d'un voyant et l'émission, pendant 3 s, d'une tonalité de signalisation. Celle-ci est entendue par l'opérateur correspondant qui est encore en connexion téléphonique et se trouve ainsi prévenu de la commutation du poste distant ; il doit alors, à son tour, enfoncer sa touche « données » dans le délai de 3 s, sinon le SEMATRANS remet automatiquement les deux postes en connexion téléphonique.

Les voyants « données » restent allumés tant que la connexion est établie vers les postes de données.

3° Le SEMATRANS permet l'échange de données entre deux postes, dont l'un n'est pas surveillé, grâce à un inverseur qui permet de choisir le mode de fonctionnement « Poste surveillé » ou « Réponse automatique ».

Lorsqu'un poste surveillé appelle un poste non surveillé, la commutation de ce dernier vers l'équipement de données est aussitôt établie ; l'appelant doit enfoncer la touche « données » lorsqu'il entend la tonalité de signalisation en retour.

4° Le SEMATRANS règle le trafic des données, il permet, en particulier, l'échange de données en mode bidirectionnel, à l'alternat. Après établissement de la liaison, les deux SEMATRANS d'une liaison point à point s'interrogent alternativement, au moyen d'une tonalité brève de 1 420 Hz qu'ils émettent à tour de rôle et dont la réception est traitée par chacun d'eux comme une invitation à transmettre.

Le jeu des interrogations dure pendant 5 s ou jusqu'à ce que l'un des SEMATRANS reçoive une « demande pour émettre » de l'équipement de traitement de données qui lui est connecté. Le transfert des données commence alors. Dès qu'il cesse le jeu des interrogations reprend, la tonalité brève étant émise d'abord par le poste qui vient de terminer l'émission des données.

De cette façon, les deux terminaux de traitement peuvent présenter une « demande pour émettre », simultanément ou non : les SEMATRANS règlent l'alternat. La priorité de transmission est acquise à l'opérateur qui, le premier, appuie sur la touche « données ».

Cela étant, la liaison établie entre deux postes de données est interrompue si aucune demande pour émettre n'est présentée pendant 5 s. Deux éventualités sont alors possibles :

— si les combinés téléphoniques sont décrochés aux deux extrémités, la liaison revient en « conversation » ;

— si l'un ou si les deux combinés sont raccrochés, le circuit est libéré.

Le voyant « données » s'éteint et un signal sonore peut être élaboré pour attirer l'attention des opérateurs.

Il est à noter que le SEMATRANS contrôle automatiquement la continuité de la liaison.

En effet, par le jeu des interrogations, le transfert des données dans un sens n'est autorisé qu'après la transmission d'une tonalité brève dans l'autre sens; il se trouve ainsi précédé d'une opération de contrôle de la liaison, même s'il n'y a pas de « voie de retour ». Dans le cas d'équipement avec « voie de retour », la supervision de la liaison est évidemment acquise par le contrôle de la présence du signal de retour.

1.4. JONCTION TERMINALE DU SEMATRANS

Le tableau de la figure 2 représente les signaux échangés à travers la jonction entre le SEMATRANS

	CIRCUIT	n° CCITT (•)	Direction du circuit	
			SEMATRANS	EQt de TRAITEMENT
	Terre de protection	1		
	Terre de signalisation	2		
	Indicateur d'appel	25	←	→
VOIE ALLER	Emission de données	3	←	→
	Réception de données	4	→	→
	Demande pour émettre	5	←	→
	Prêt à émettre	6	→	→
	Coupure du récepteur de données	24	←	→
	Maintien de la liaison	8	←	→
	Détecteur de porteuse	9	→	→
	Sélecteur 1200/600 bauds	12	→	→
	Base de temps émission	14	→	→
	Base de temps réception	15	→	→
VOIE RETOUR	Emission de données	18	←	→
	Réception de données	19	→	→
	Transmettez la porteuse	20	←	→
	Coupure du récepteur	29	←	→
	Détecteur de porteuse	22	→	→

(•) : numéro du circuit dans le document CCITT Com. Spé. A, n° 92

FIG. 2. — Jonction terminale du Sematrans

complètement équipé et l'équipement de traitement des données qui lui est connecté. La fonction de chaque circuit correspond à la définition du C.C.I.T.T. (Commission Spéciale A, document n° 92).

Tous les circuits de la figure 2 n'ont pas la même utilité, d'autant que certains sont contrôlés par l'automatisme du SEMATRANS. Ils apparaissent néanmoins à la jonction pour permettre l'exécution de commandes prioritaires et pour fournir des moyens de supervision.

1.5. DESCRIPTION DES UNITÉS CONSTITUANT UN SEMATRANS

Le schéma général du SEMATRANS, dans son équipement minimal, est donné figure 3. Y figurent donc : le modulateur, le démodulateur, le signaleur, et l'unité d'exploitation.

1.5.1. *Le modulateur à 1 200 bauds*

Le modulateur convertit les signaux de données appliqués au circuit « Emission de données » et constitués d'états continus bivalents, en un signal sinusoïdal, modulé en fréquence, qu'il émet vers la ligne.

Le signal de données est appliqué à un amplificateur d'adaptation « 1 » qui commande à son tour la fréquence émise par l'oscillateur « 3 ». Celle-ci est de 9,9 kHz ou 10,7 kHz. Elle est appliquée au modulateur « 4 » qui reçoit, d'autre part, une fréquence porteuse à 12 kHz fourni par l'oscillateur « 8 ».

Le filtre passe-bas « 5 » élimine les résidus de 12 kHz et les battements supérieurs. En sortie du modulateur, la fréquence est donc :

— soit (12 − 10,7) kHz = 1,3 kHz,
— soit (12 − 9,9) kHz = 2,1 kHz.

L'amplificateur à gain variable « 6 » permet le réglage du niveau d'émission.

Le signal d'émission de la tonalité de signalisation est appliqué à l'entrée de l'amplificateur d'adaptation « 2 » dont le signal de sortie impose à « 3 » la fréquence d'oscillation 10,58 kHz. La fréquence correspondante émise en ligne est alors égale à

$$(12 - 10{,}58)\ \text{kHz} = 1{,}42\ \text{kHz}.$$

1.5.2. *Le démodulateur à 1 200 bauds*

Le démodulateur reçoit les signaux de ligne et restitue le signal de données au circuit « Réception des données », sous une forme identique à celle qu'il avait au niveau du fil « Emission de données » à l'entrée du modulateur. Il est fonctionnellement lié au Signaleur qui le verrouille lorsque la fréquence de signalisation est transmise ou lorsque le niveau du signal en ligne devient trop faible.

Le signal de ligne reçu dans le démodulateur est, après amplification, appliqué à un filtre passe-bande « 2 » et à l'amplificateur limiteur « 3 » qui élimine toute modulation d'amplitude résiduelle pour les niveaux d'entrée supérieurs à −40 dBm. Après filtrage, le signal est démodulé par 12 kHz et appliqué

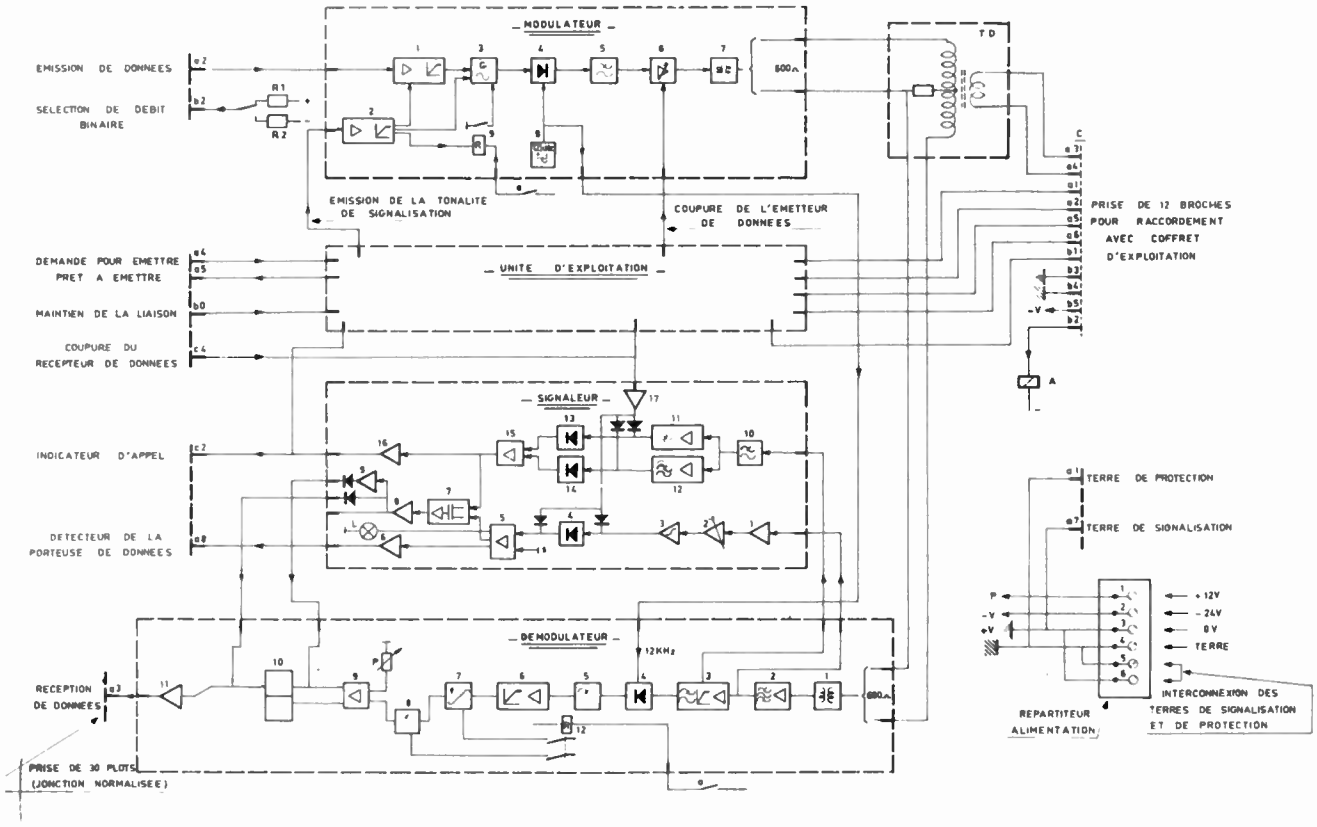


FIG. 3. — Schéma général du Sematrans.

au discriminateur de fréquence « 7 ». Celui-ci substitue au signal modulé en fréquence, issu du filtre « 5 », un signal continu dont l'amplitude est fonction de la fréquence entrante.

Un filtre passe-bas « 8 » élimine les résidus alternatifs du signal fourni par le discriminateur. Le signal qui en est issu est appliqué à un amplificateur différentiel « 9 ». Son niveau est comparé à un seuil de basculement réglable à partir du potentiomètre P; le bistable « 10 » est positionné, soit dans l'état « travail », soit dans l'état « repos » qui correspondent respectivement à la transmission des états binaires « 0 » et « 1 ».

L'amplificateur adaptateur « 11 » transmet enfin le signal d'état du bistable au circuit « réception de données ».

1.5.3. *Fonctionnement à 600 bauds*

A 600 bauds, les fréquences de l'oscillateur « 3 » du modulateur ont les valeurs 10,7 et 10,3 kHz correspondant aux fréquences 1 300 et 1 700 Hz émises en ligne.

Dans le démodulateur, la commutation à la position « 600 bauds » a aussi pour effet de modifier les caractéristiques de réglage du discriminateur et celles de filtrage.

1.5.4. *Le signaleur*

Le signaleur détecte la présence de signaux utiles et identifie la fréquence de signalisation *1 420* Hz.

a) *Détection de la présence de signaux :* Un commutateur permet de fixer entre −5 et −40 dBm la valeur minimale des signaux admis par le démodulateur, grâce à un amplificateur limiteur (3). Si le niveau des signaux reçus est inférieur au seuil ainsi fixé, le voyant L s'allume (détecteur 4 et amplificateurs 5 et 6), et le démodulateur est bloqué (amplificateur 5, circuit de blocage 7, 8, 9, et bistable 11 du démodulateur).

b) *Identification de la fréquence de* 1 420 *Hz :* Les deux filtres 11 (coupe-bande à 1 420 Hz) et 12 (passe-bande à 1 420 Hz) et les détecteurs 13 et 14 associés permettent à l'amplificateur différentiel 15 de décider s'il y a ou non prépondérance de signal à 1 420 Hz. Si oui, l'amplificateur 16 émet un signal sur le circuit « indicateur d'appel » en même temps que le démodulateur est verrouillé.

1.5.5. *L'unité et le coffret d'exploitation*

L'unité d'exploitation règle le fonctionnement du SEMATRANS suivant les principes énumérés ci-dessus, en liaison avec le coffret qui porte en face avant les organes de commande déjà décrits (fig. 1) et contient l'ensemble des organes de relayage permettant de connecter la ligne d'abonné, soit au poste téléphonique, soit au SEMATRANS.

Le rôle de l'unité d'exploitation est illustré sur les diagrammes des figures 4 et 5 qui décrivent un échange de données entre deux postes A et B.

La figure 4 représente le démarrage de la transmission, c'est-à-dire l'échange préalable des tonalités

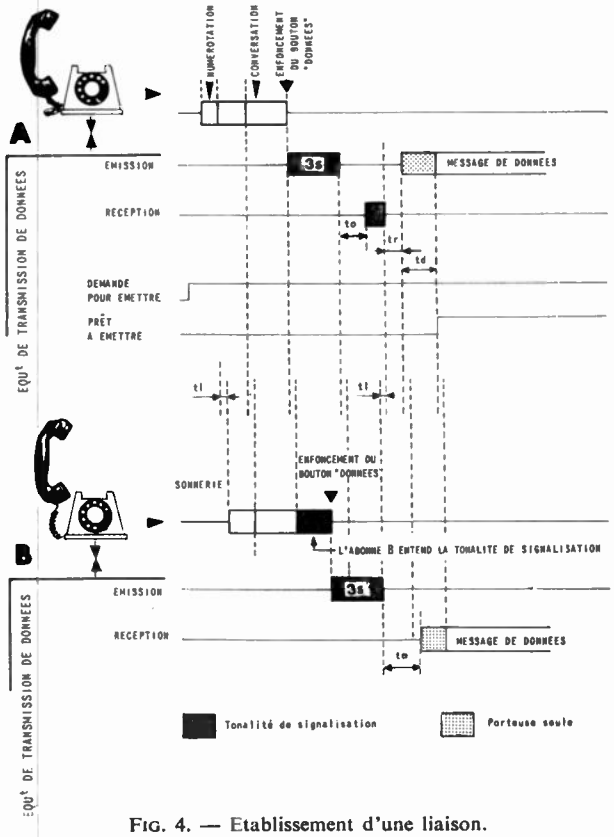


FIG. 4. — Etablissement d'une liaison.
t_o : Temps de coupure du récepteur, après émission.
t_r : Temps de repos suivant la réception et précédant l'émission d'un signal.
t_d : Temps d'émission de la porteuse seule.
t_l : Temps de propagation en ligne.

de 3 s. Sur ce diagramme *A* présente une demande pour émettre et l'on voit que, lorsqu'il reçoit la tonalité émise par *B*, il engendre le signal « prêt à émettre » qui autorise le transfert du message.

La figure 5 montre l'organisation d'un dialogue. Dans chaque poste, lorsque la « demande pour émettre » est supprimée, le SEMATRANS supprime le signal d'autorisation « prêt à émettre », puis il transmet la tonalité de signalisation pendant un temps bref. Celle-ci, reçue par le poste correspondant, provoque l'interrogation du circuit « demande pour émettre », comme au démarrage du trafic. Ainsi, l'alternat se trouve automatiquement réglé.

On voit encore, en figure 5, qu'à la fin du trafic, les deux postes s'interrogent alternativement. Ni l'un, ni l'autre ne présentant une « demande pour émettre », la tonalité reçue par chaque SEMATRANS provoque, en réponse, l'émission de la même tonalité. L'échange de ces interrogations dure au maximum 5 s, si aucune « demande pour émettre » n'a été présentée.

Les temps t_d, t_o, t_r et t_s définis en figures 4 et 5 ont les valeurs ci-après :

$$t_d = t_o = 130 \text{ ms}, \qquad t_r = t_s = 100 \text{ ms}$$

1.5.6. *La « voie de retour »*

L'utilisation de la « voie de retour » (voir fig. 6) exige l'introduction de deux filtres passe-bande séparant la voie téléphonique en deux canaux dont la frontière commune est voisine de 600 Hz.

Un correcteur de phase, disposé au niveau du modulateur 1 200 bauds, corrige la distorsion de temps de propagation introduite par les filtres. La commutation émission-réception de la « voie de retour » est automatiquement assurée par l'unité d'exploitation.

1.5.7. *La base de temps*

La commutation émission-réception y est également assurée par l'unité d'exploitation. En émission, la base de temps fournit l'horloge à l'équipement de traitement de données ; en réception, elle assure

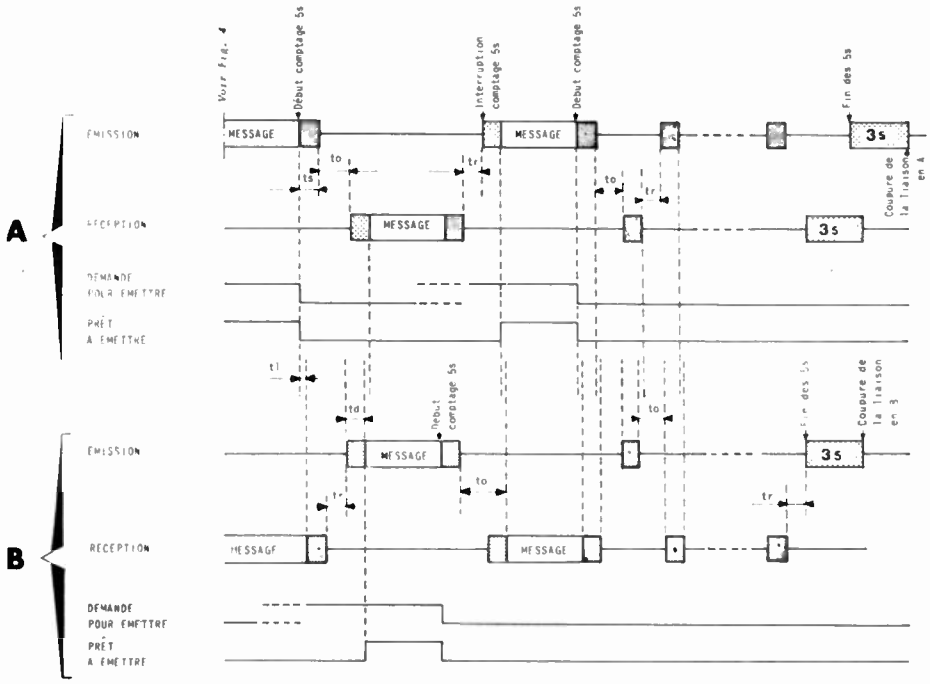


FIG. 5. — Echange de données sur une liaison Sematrans.

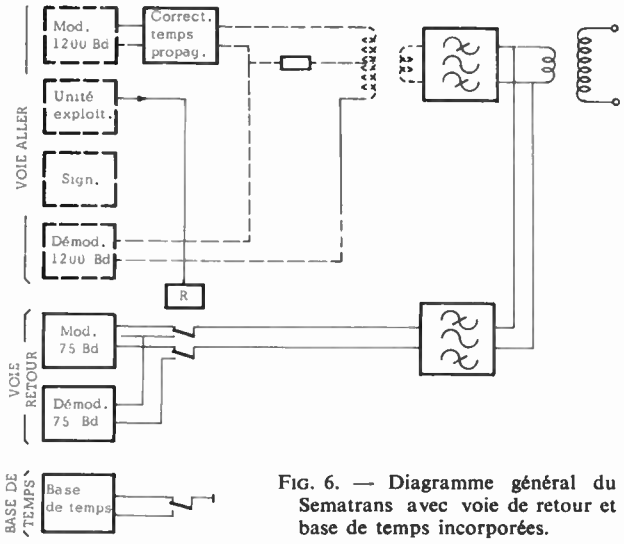


FIG. 6. — Diagramme général du Sematrans avec voie de retour et base de temps incorporées.

les fonctions de « synchro-bit » et restitue à l'équipement connecté les signaux d'horloge synchronisés, permettant d'échantillonner, élément par élément, le message issu du démodulateur.

2. Les modems 2 400, 4 800 et 6 000 bauds (2)

2.1. GÉNÉRALITÉS

Les modems à haute rapidité de modulation, permettent de transmettre 2 400, 4 800 ou 6 000 bauds sur un seul circuit téléphonique. Celui-ci est, en principe, un circuit spécialisé.

On a cependant pu donner au modem à 2 400 bauds toutes les caractéristiques d'indépendance vis-à-vis du temps de groupe et de la distorsion d'affaiblissement pour qu'il soit éventuellement utilisable sur le réseau général.

Ces modems sont des systèmes de transmission synchrone, à démodulation synchrone. Ils sont caractérisés par l'occupation d'une bande étroite permettant, pour les modems à 2 400 et 4 800 bauds, l'utilisation d'une « voie de retour ». Enfin, ils restituent l'horloge à l'extrémité réceptrice.

La jonction terminale de ces modems, comme celle du SEMATRANS, est conforme aux recommandations du C.C.I.T.T.

Les trois modems 2 400, 4 800 et 6 000 bauds ont été développés selon les mêmes principes, aussi, pour ne pas alourdir le texte, nous ne décrirons ci-dessous que le modem à 2 400 bauds.

2.2. PRINCIPE DU MODEM A 2 400 BAUDS

Le modem à 2 400 bauds permet de transmettre sur un circuit téléphonique des signaux de données à un débit binaire de 2 400 bauds et les signaux d'horloge correspondants. Les signaux de données et l'horloge sont conformes aux recommandations C.C.I.T.T.

En vue de la transmission, les signaux de données injectés dans le modulateur sous forme de signaux pleins (*NRZ*) à double courant, sont transformés en deux signaux trivalents entrelacés à 1 200 bauds, dont les valeurs +1 et −1 correspondent à la valeur « 1 » des signaux de données. Ces signaux sont, chacun pour leur part, mis en forme dans des circuits satisfaisant à la première condition faible de Nyquist. Par suite, ils occupent une bande de 600 Hz seulement.

Chacun des signaux trivalents module un porteur à 1 700 Hz, les porteurs correspondant à chacun des signaux étant en quadrature.

L'horloge et la référence de phase de porteur sont transmis par une fréquence de 600 Hz synchrone de l'horloge, qui est transposée par l'un des deux porteurs précédents, engendrant ainsi deux pilotes.

A la réception, les signaux sont démodulés par des porteurs reconstitués par intermodulation des deux pilotes. Les signaux de données sont reconstitués par rectification à l'aide de signaux d'horloge également tirés de l'intermodulation des deux pilotes.

Les signaux d'horloge extraits à cette occasion sont mis sous la forme normalisée C.C.I.T.T. et sont sortis pour utilisation par l'équipement de traitement de données.

2.3. MODULATEUR

On y reconnaît (fig. 7) les éléments déjà signalés (convertisseur de code à deux sorties, deux circuits de mise en forme, modulateurs de transposition).

Les diviseurs par deux sont notés *D* ou *D'* suivant qu'ils sont commandés par un front positif ou négatif.

La correction de phase des circuits de mise en forme est opérée après transposition et uniquement sur les signaux de données.

Le signal d'horloge à 600 Hz est tiré du convertisseur de code par démultiplication et filtrage, et modulé à part.

Les porteurs sont engendrés par démultiplication de l'horloge et extraction de l'harmonique convenable.

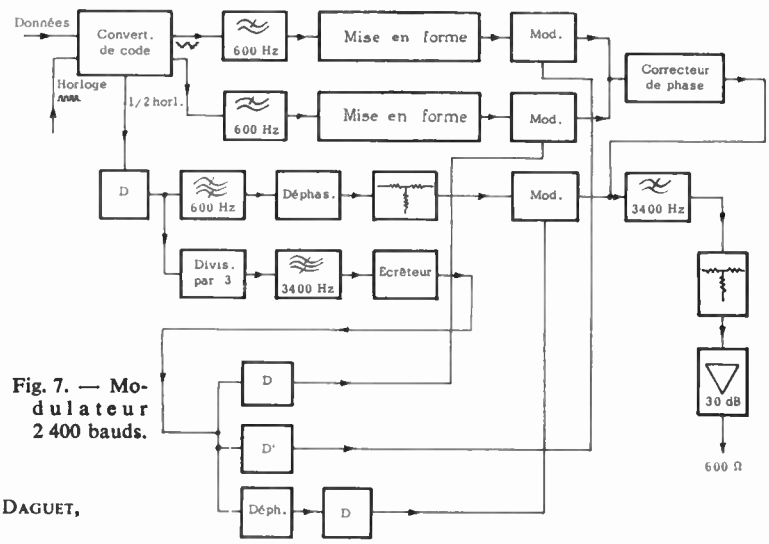


Fig. 7. — Modulateur 2 400 bauds.

(2) Les principes originaux de ces modems sont dus à M. DAGUET, Ingénieur en Chef à la Société T.R.T.

Les signaux à émettre en ligne sont filtrés pour éliminer les bandes parasites et amplifiés pour atteindre le niveau convenable (0 à −20 dBm).

L'impédance de sortie est de 600 Ω.

2.4. Démodulateur (fig. 8)

L'affaiblissement et la distorsion linéaire des signaux de ligne recueillis sur 600 Ω sont compensés par un correcteur de niveau et un correcteur de pente incorporés. De ces signaux corrigés, on extrait, en deux opérations successives, les pilotes puis les signaux d'horloge et de porteur. Un circuit complexe, traversé par le porteur, a pour but de s'affranchir des effets des dérives de fréquences qui peuvent avoir été subies lors de la transmission. Les signaux corrigés sont ensuite démodulés dans un démodulateur double qui délivre à la sortie du filtre passe-bas des signaux analogues aux signaux du modulateur avant transposition.

En raison des propriétés des signaux satisfaisant à la condition de Nyquist, un échantillonnage judicieusement placé permet de déterminer sans ambiguïté la valeur des signaux reçus. Les impulsions d'échantillonnage étant entrelacés peuvent être mélangées sans inconvénient. Après amplification, elles sont redressées, ce qui est possible puisque les valeurs +1 et −1 ont la même signification.

A partir de ces impulsions, on engendre successivement une distribution bivalente « tout ou rien » à travers un comparateur, puis deux distributions complémentaires permettant d'engendrer des signaux de données bivalents à double courant conformément aux recommandations C.C.I.T.T.

Les impulsions d'horloge nécessaires aux opérations précédentes servent également à engendrer un signal d'horloge aux caractéristiques C.C.I.T.T.

3. Une application du modem « Sematrans » : le système de transmission de données alphanumériques S.612.

3.1. Généralités

Le système de transmission de données S 612 utilise le modem Sematrans, et permet le transfert de caractères alphanumériques entre deux points reliés par une ligne du réseau téléphonique général ou, a fortiori, une ligne louée. Ses caractéristiques sont les suivantes :

1) Le système accepte tous les codes alphanumériques à 5, 6 ou 7 éléments, ainsi que les codes à 8 éléments contenant une information de parité ou d'imparité.

Il n'utilise aucun caractère de fonction, de sorte qu'il peut transmettre jusqu'à $2^7 = 128$ caractères significatifs distincts. Le transfert des données se fait « caractère par caractère », et le système est connectable à divers types de machines terminales, telles que lecteurs, perforateurs de bande, de cartes, imprimantes, calculateurs, mémoires magnétiques, etc.

2) Le transfert de données est soit unidirectionnel, soit bidirectionnel, à l'alternat. Dans ce cas, l'alternat est automatique.

3) Dans chaque sens du trafic, la correction des erreurs est automatique, par demande de répétition à l'aide de la « voie de retour » du Sematrans. Le taux d'erreurs résiduelles exprimé par le rapport du nombre de caractères faux non détectés à celui des caractères transmis, est de l'ordre de 10^{-8}.

4) Le débit d'information nominal est de 100 car/s à 1 200 bauds, et 50 car/s à 600 bauds.

5) Le système élabore automatiquement une structure spéciale dite de « ralentissement ». Celle-ci est utilisée, en particulier, chaque fois qu'il est nécessaire de ralentir la cadence d'émission pour l'asservir à celle du récepteur et, bien entendu, lorsque le débit de l'une des machines d'extrémité est inférieur à celui du système de transmission. On l'utilise également pour établir, ou rétablir, la synchronisation du récepteur de données.

6) Enfin, comme on le voit en figure 9, chaque terminal S 612 est constitué de deux parties distinctes : le modem Sematrans, déjà décrit, et le ST 612, équipement de traitement de données.

3.2. Description de l'équipement ST 612

3.2.1. *Généralités*

Le ST 612 constitue au sens du C.C.I.T.T. « l'équipement intermédiaire de traitement de données » qui permet, en émission, d'assurer la mise en forme des messages à transmettre, avec introduction des bits d'adresse et de redondance et, en réception, d'effectuer le contrôle des caractères transmis. Il

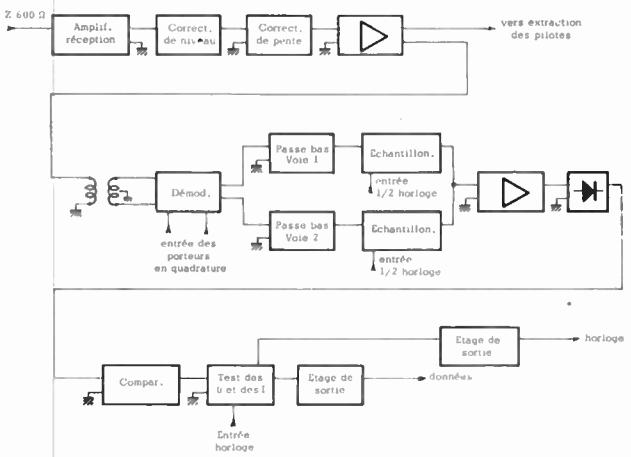


FIG. 8. — Démodulateur 2 400 bauds.

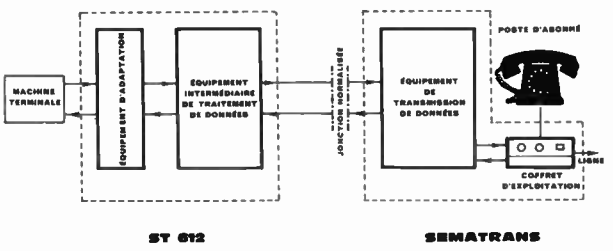


FIG. 9. — Structure d'un terminal S 612.

comprend d'autre part une unité d'adaptation qui permet d'assurer la connexion du système S 612 à la machine d'extrémité qui lui est associée.

L'établissement, l'exploitation et le contrôle des liaisons entre deux terminaux S 612 sont entièrement définis par le SEMATRANS.

3.2.2. *Transfert de données*

3.2.2.1. Constitution des messages

a) *Transmission d'un caractère*

Chaque caractère alphanumérique est constitué par un bloc de 12 bits comprenant dans l'ordre :

— 3 bits d'adresse *A*, *B*, *C*,
— 7 bits d'information *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*,
— 2 bits redondants *p* et *q*.

Ces blocs de 12 bits successifs sont jointifs.

L'adresse *ABC* progresse d'un pas à chaque caractère, avec 6 valeurs possibles qui sont répétées cycliquement.

Les 7 bits d'information représentent le caractère alphanumérique transmis.

Les bits *p* et *q* sont définis par les relations :

$$\Sigma \text{ modulo } 2\ (a, b, c, d, e, f, g, q, p) = 0$$

et $$\Sigma \text{ modulo } 2\ (b, d, f, q) = 1$$

p est donc un bit de parité portant sur le message *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *q*, *p*, et *q* est un bit d'imparité portant sur les éléments de rang pair de ce message.

Les bits *p* et *q* sont élaborés par comptage dans l'émetteur de données. Dans le cas où le code utilisé contient déjà un élément de parité ou d'imparité, le bit *p* est, de plus, comparé à celui-ci. (Cette disposition fournit un moyen de contrôle du transfert des données de la machine terminale émettrice vers l'équipement de données).

b) *Transmission de la structure de « ralentissement » ou de « synchronisation »*

Dans le message, la structure de « ralentissement » ou de « synchronisation » peut être substituée à chaque caractère. Elle est utilisée soit pour établir la synchronisation du récepteur, soit pour la maintenir quand un intervalle de temps sépare la transmission de deux caractères.

Elle est constituée par un bloc de 12 bits comprenant dans l'ordre :

— 3 bits d'adresse notés *A*, *B*, *C*,
— 9 bits formant le code 010101010.

L'adresse *ABC* ne progresse pas lorsqu'on transmet la structure de synchronisation.

3.2.2.2. Synchronisation du récepteur

S'il est reçu correctement, le premier caractère transmis établit la synchronisation de caractère. Celle-ci est ensuite maintenue par un comptage qui divise le message en blocs de 12 bits comportant, en tête, une adresse *ABC*.

Si le premier caractère transmis contient des fautes, ou si la synchronisation, une fois établie, est perdue pour une raison quelconque, le processus de correction d'erreur est déclenché, comme on le verra au paragraphe 3.2.2.4. ci-dessous.

Ce procédé simple est très sûr en raison d'un contrôle permanent de l'ordre de succession des adresses, portant non seulement sur l'adresse qui précède un caractère, mais encore sur celle qui le suit.

3.2.2.3. Détection des erreurs à la réception

En réception, les messages progressent dans un registre à 15 étages. Quand celui-ci contient une adresse *ABC* dans les étages de tête 1 à 3, la synchronisation fournit un signal d'échantillonnage entraînant l'identification du code *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *q*, *p* contenu dans les étages 4 à 12 du registre et de l'adresse *A'B'C'* du message suivant contenu dans les étages 13 à 15.

Les contrôles suivants sont effectués :

a) Contrôle de la compatibilité des adresses *ABC* et *A'B'C'* qui encadrent le contenu des étages 4 à 12 du registre. Celles-ci doivent être distantes d'un pas (transmission d'un caractère) ou identiques (transmission de la structure de ralentissement).

b) Contrôle de l'identité de chaque adresse *ABC* et d'une adresse engendrée localement qui progresse d'un pas chaque fois qu'un caractère a été correctement reçu. Cette adresse est toujours disponible dans une mémoire M.

Les contrôles *a* et *b* vérifient le déroulement normal du cycle des adresses. Le contrôle *b* est utilisé dans la procédure de correction des erreurs décrites au paragraphe 3.2.2.4. Au démarrage de la transmission, la mémoire *M* contient l'adresse 1 qui doit précéder le premier caractère transmis.

c) Contrôle de la structure contenue dans les étages 4 à 12 du registre.

Si les adresses *ABC* et *A'B'C'* sont distantes d'un pas (contrôle *A*), le récepteur vérifie la valeur des bits *q* et *p* du code contenu dans les étages 4 à 12 du registre.

Si les adresses *ABC* et *A'B'C'* sont identiques (contrôle a), le récepteur contrôle que le registre contient la structure 010101010 dans les étages 4 à 12.

d) Contrôle de la « qualité » du signal en ligne.

Ce contrôle, du type analogique, est fourni par le signaleur contenu dans le SEMATRANS, par le circuit « Détecteur de porteuse » qui fournit un signal de présomption d'erreur chaque fois que le niveau de porteuse en ligne tombe au-dessous d'un certain seuil. Ce contrôle protège le récepteur contre les erreurs que peuvent entraîner les brèves coupures de ligne constatées sur les liaisons téléphoniques.

Si l'un des contrôles *a*, *b*, *c*, ou *d* n'est pas satisfaisant, le récepteur demande la répétition des messages selon la procédure décrite ci-dessous.

Si les contrôles sont satisfaisants, le code identifié est transmis à la machine réceptrice s'il s'agit d'un caractère, et son adresse *A'B'C'* synchronise la mémoi-

re *M*. Celle-ci contient donc toujours l'adresse de fin du dernier caractère correctement reçu, qui est aussi l'adresse de début du caractère suivant.

3.2.2.4. Correction des erreurs par demande de répétition

La voie de retour du SEMATRANS est exploitée dans le système S 612 pour transmettre à l'émetteur des signaux relatifs au déroulement du trafic de données ; elle permet, en particulier, de signaler à l'émetteur les erreurs détectées en réception, et de provoquer la retransmission du message faux.

Jusqu'à des distances au moins égales à 1 500 km, le temps de transmission total, aller et retour, est sûrement inférieur à 60 ms.

Par suite, la réception d'un signal d'erreur est sûrement relative à l'un des 6 derniers caractères transmis (à 1 200 bauds, le temps nécessaire à la transmission de 6 caractères est égal à 60 ms).

Ceux-ci sont toujours contenus dans une mémoire de l'émetteur ; dès la réception d'un signal d'erreur, le transfert de données est interrompu, et les 6 derniers caractères sont retransmis une fois sans perturber le cycle des adresses ; tout ce passe donc, en cas d'erreur, comme si l'émetteur faisait un retour en arrière de 6 pas ([3]).

En réception, la détection d'une erreur entraîne le refus du message et le blocage de la mémoire *M* qui contient l'adresse du caractère faux ; grâce au contrôle décrit en *b* au paragraphe 3.2.2.3, le récepteur refuse systématiquement les 5 caractères suivant le caractère faux, car leur adresse est différente de celle qui est dans *M*, il accepte, par contre, le 6e caractère, qui est forcément la répétition du caractère faux, puis le récepteur revient en fonctionnement normal.

Aucun caractère erroné n'est, bien entendu, transmis vers la machine réceptrice. Le procédé de correction d'erreurs, brièvement décrit ci-dessus, est illustré par le diagramme de la figure 10. Dans cet exemple, nous avons supposé une erreur dans un caractère d'adresse 3. Ce caractère est refusé, ainsi que les caractères suivants d'adresse 4, 5, 6, 1 et le premier caractère répété, d'adresse 2 :

— la transmission de ce dernier caractère s'est normalement produite avant l'erreur et il est normal de le refuser quand il est retransmis.

— le deuxième caractère répété permet de corriger l'erreur et il est accepté. Les caractères répétés suivants (d'adresses 4, 5, 6, 1) qui ont été refusés car ils suivaient une erreur, sont également acceptés.

Il faut cependant remarquer que :

1) Une erreur peut être imputable à une rupture de synchronisation du récepteur.

Pour cette raison, la répétition des 6 derniers caractères émis est toujours précédée de la transmission des deux structures de synchronisation, assurant

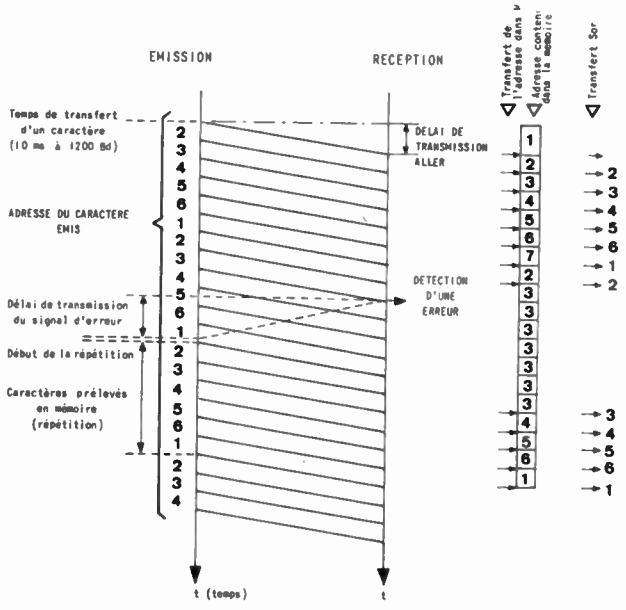


FIG. 10. — Système S 612. Procédure de correction d'erreur.

éventuellement le « recalage » du récepteur. Cette opération ne perturbe pas la procédure de correction, car comme on l'a déjà dit, les structures de synchronisation sont précédées et suivies d'une même adresse.

2) La retransmission des 6 derniers caractères émis n'est pas immédiatement suivie par la reprise du trafic normal, mais par la retransmission de structures de synchronisation, jusqu'à ce que l'émetteur reçoive un signal en retour confirmant la correction de l'erreur. Ce signal est attendu 100 ms au plus. Au bout de ce temps, il est supposé qu'une perturbation est intervenue dans le cycle de retransmission qui est répété une nouvelle fois.

3.2.2.5. Exploitation de la voie de retour

Trois types d'informations sont transmis par la voie de retour :

1) « les données sont reçues correctement »,

2) « une erreur a été détectée » (demande de répétition),

3) « demande de ralentissement » cette information demande à l'émetteur de données de ralentir la cadence de transmission et de ne plus émettre que des structures de synchronisation.

Les codes significatifs correspondant à ces informations ont été choisis pour éviter la répétition intempestive d'un message que pourrait entraîner une erreur intervenant sur la voie de retour. Cependant, toute perturbation d'un quelconque de ces codes identifié sur un seul élément, est d'abord interprétée comme une demande de ralentissement.

3.2.3. *Présentation des systèmes S 612*

Les systèmes S 612 (fig. 11) sont entièrement transistorisés et à sous-ensembles enfichables ; leur conception modulaire permet une très grande souplesse dans l'établissement d'un terminal.

([3]) Si le type ou la longueur des liaisons risquait d'être tel que le temps de transmission global aller et retour soit supérieur à 60 ms, une mémoire de 12 caractères peut être substituée à la mémoire de 6 caractères.

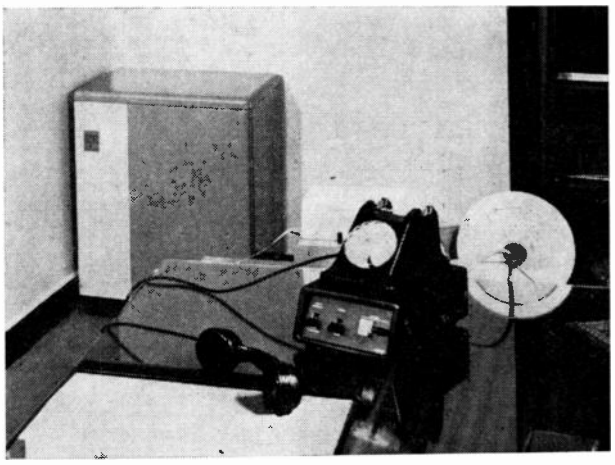


FIG. 11. — Système S 612.

On peut en constituer trois types principaux : Terminal Emission : ES 612, Terminal Réception : RS 612, et Terminal Emission-Réception : S 612.

Chacun d'eux peut être équipé d'un SEMATRANS plus ou moins complet. On passe de l'un à l'autre par adjonction ou retrait d'un certain nombre de sous-ensembles ; on peut ainsi réaliser quatre types de liaisons : liaison unidirectionnelle avec détection d'erreur ou avec correction automatique d'erreur, liaison bidirectionnelle avec détection d'erreur ou avec correction automatique d'erreur.

Chaque terminal S 612 se présente sous la forme d'une armoire de petite taille (hauteur : 74 cm, largeur : 50 et profondeur : 43 cm), contenant l'équipement de transmission (SEMATRANS) et l'équipement de traitement (ST 612) avec leurs alimentations.

Conclusions

T.R.T. a complété la gamme de ses équipements par le développement du système de mesure de taux d'erreur Sematest qui lui permet de réaliser des essais systématiques de modems sur ligne réelle. Ainsi, elle a pu participer dès 1963 à la campagne d'essais organisée par le C.N.E.T., avec un modem 1 200/1 800 bauds de conception identique à celle du modem 1 200 bauds décrit dans cet article.

Les résultats encourageants obtenus ont été confirmés par l'expérience acquise sur les fabrications de série qui ont suivi l'étude d'un système de transmission de données numériques destiné au champ de tir français et par les essais systématiques du modem SEMATRANS et du système S 612 sur des liaisons expérimentales.

En ce qui concerne les modems rapides, d'excellents résultats ont été obtenus lors de récents essais du modem 6 000 bauds. Les taux d'erreurs par élément mesurés étaient meilleurs que 10^{-5}, sur un circuit téléphonique spécialisé, constitué par deux voies à courants porteurs en tandem.

APPAREILLAGE D'ESSAI POUR TRANSMISSION DE DONNÉES

PAR

J. CLAISSE et M. MITRANI

Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications

1. Généralités

L'étude et la mise au point d'équipements de conversion de signaux pour transmission de données ainsi que l'étude des possibilités de transmission de ces signaux sur différents supports téléphoniques ont conduit la S.A.T. à étudier et mettre au point un appareillage d'essai dont la description fait l'objet de cet article.

L'étude a été menée dans le but de réaliser un appareillage à la fois simple et efficace. Tout en cherchant à obtenir des résultats de mesure permettant de définir, de façon suffisante, la qualité des équipements ou du support de transmission, on s'est efforcé de limiter la complexité de l'appareillage.

Cet appareillage comprend un ensemble Emission et un ensemble Réception distincts prévus pour être reliés aux équipements de conversion (Modem) branchés aux deux extrémités d'un même circuit. La figure 1 représente le schéma de principe d'ensemble du système.

L'appareillage d'essai Emission s'adapte directement au dispositif de conversion et lui fournit un message de structure pseudo-aléatoire composé de blocs de 127 éléments émis sans discontinuité.

L'appareillage d'essai Réception se compose du Récepteur de données dont le diagramme fonctionnel est représenté sur la figure 2 et d'un certain nombre d'appareils complémentaires :

— Amplificateur de surveillance en ligne,
— Ensemble de réseaux correcteurs,
— Distorsiomètre rythmique.

Le Récepteur de données alimente le dispositif de comptage dont les indications permettent d'obtenir le taux d'erreurs sur les bits, les mots et les blocs. Ces résultats sont utilement complétés par les mesures de distorsion télégraphique effectuées à l'aide du distorsiomètre rythmique et par l'enregistrement magnétique des erreurs.

2. Description de l'ensemble émission

L'ensemble Emission est piloté par un générateur à quartz qui, par démultiplication, fournit le signal de rythme à 600, 1 200, 1 800 ou 2 400 Hz.

Ce signal de rythme local, ou un signal de rythme extérieur provoque l'avancement d'un registre à décalage à 7 étages. Le signal appliqué à l'entrée de ce registre correspond à l'addition modulo 2 des signaux stockés, au cours de l'intervalle élémentaire précédent, dans les deux derniers étages du registre.

Ce dispositif dont le principe est connu permet la constitution d'un bloc de données de 127 éléments. Dans le registre à décalage, apparaissent successivement les 127 combinaisons possibles de 7 éléments, la 128e étant la combinaison « 7 éléments 0 » dont la présence doit être évitée dans le registre car elle provoquerait le blocage du système. Un dispositif « anti-zéro » permet d'ailleurs de ne pas laisser le registre dans cette position lorsqu'elle y apparaît, lors de la mise sous tension par exemple. Par ailleurs, cet

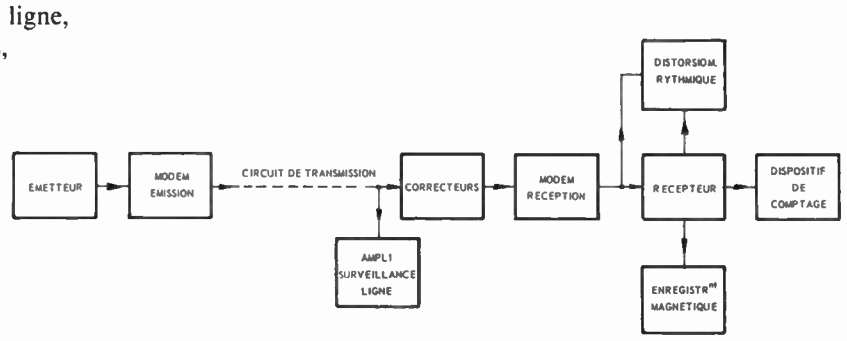


FIG. 1. — Principe d'ensemble.

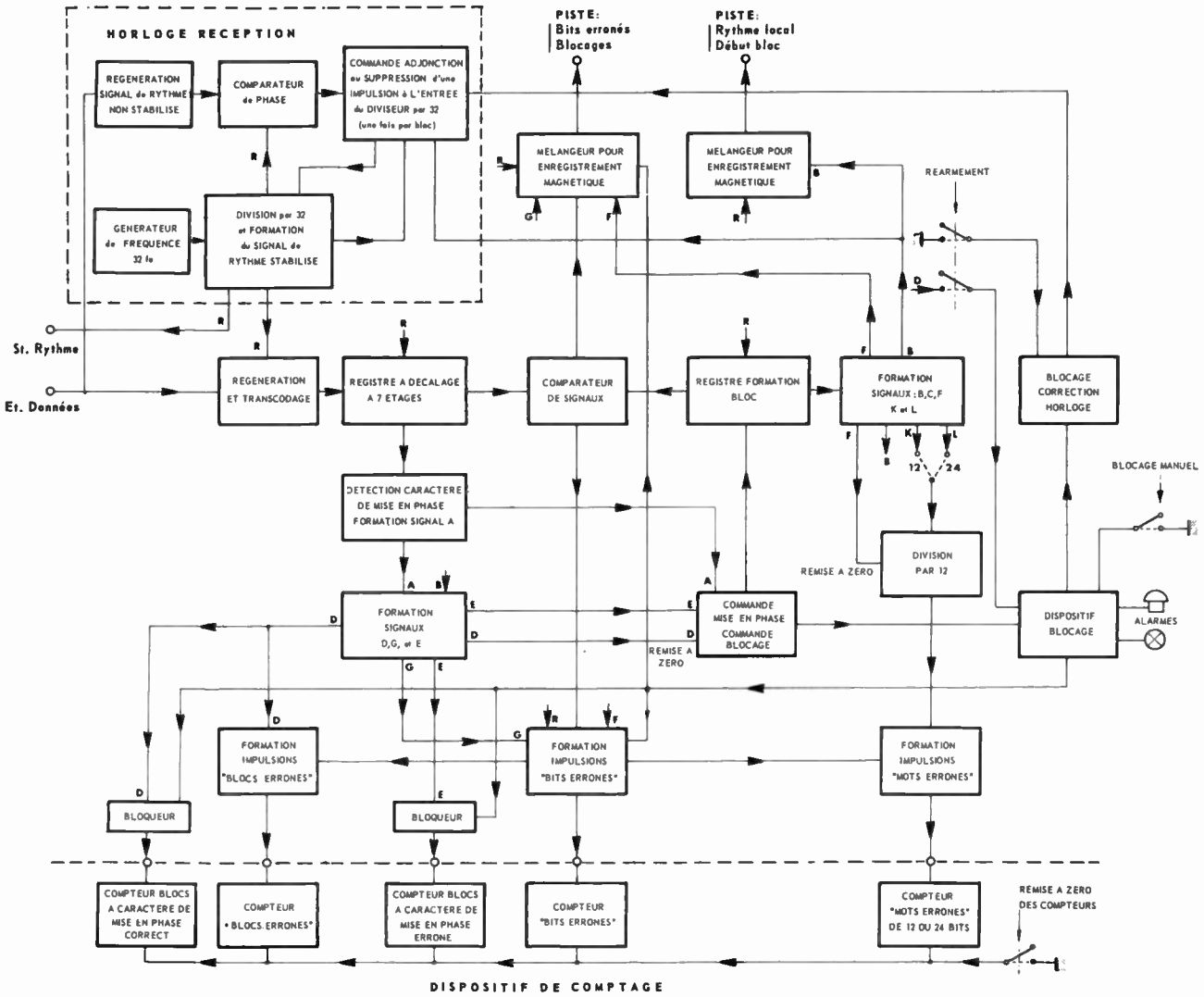


FIG. 2. — Schéma fonctionnel du récepteur.

ensemble fournit également une impulsion de synchronisation chaque fois que la combinaison 1010101 se présente dans le registre à décalage. Cette impulsion de synchronisation est utile pour l'observation du signal de données.

Le signal fourni par l'ensemble Emission peut être transcodé. Dans ce cas le signal à la sortie du transcodeur s'inverse chaque fois que l'élément appliqué à l'entrée est un élément de symbole 0. Il ne s'inverse pas lorsque l'élément appliqué à l'entrée est de symbole 1. Le transcodage est nécessaire lorsque le type de modulation utilisé est la modulation par inversion de phase. Ce dispositif est placé à la sortie du registre à décalage ; une commutation permet de le mettre en service ou hors service.

Le signal de rythme engendré par l'ensemble Emission peut enfin être utilisé extérieurement.

3. Description de l'ensemble réception

3.1. Récepteur et dispositif de comptage

Le signal reçu est comparé, après régénération, à un signal identique à celui fourni par l'émetteur, mais engendré localement par le récepteur. La comparaison des signaux s'effectue élément par élément. En cas de non-concordance, une impulsion est distribuée aux compteurs.

Les erreurs peuvent également être enregistrées sur ruban magnétique. Il est ainsi possible, à l'aide de moyens appropriés, de connaître de façon plus précise la répartition de ces erreurs.

3.1.1. *Régénération du signal de rythme et du signal de données*

La régénération du signal de rythme, à partir du signal de données délivré par le dispositif de conversion, est une des fonctions essentielles du Récepteur.

Les impulsions, obtenues par dérivation du signal de données, sont redressées et élargies puis appliquées à l'entrée d'un filtre passe-bande étroit centré sur la fréquence de rythme. Le signal de rythme, obtenu à la sortie de ce filtre, est caractérisé, après amplification et écrêtage, par un certain balancement de phase.

L'horloge Réception permet d'intégrer ce balancement de phase et délivre un signal de rythme stabilisé. Cette horloge est commandée par un oscillateur à quartz. Le signal de rythme effectivement utilisé résulte de la division par 32 de la fréquence du signal fourni par l'oscillateur. Cette division est obtenue à l'aide d'une chaîne de démultiplications binaires successives.

A la cadence d'une fois par bloc, ce signal de rythme est comparé en phase au signal de rythme obtenu à partir du signal de données. Le signal de rythme fourni par l'horloge est alors avancé ou retardé de 1/32 d'élément suivant qu'il se trouve en retard ou en avance sur celui obtenu à partir du signal de données. A cet effet, une fois par bloc, une impulsion est ajoutée ou supprimée à l'entrée de la chaîne de démultiplication effectuant la division par 32.

La phase du signal de rythme, obtenu à partir du signal de données, est ajustée de telle façon que le signal de rythme délivré par l'horloge soit en phase avec le signal de données.

Le signal de rythme ainsi stabilisé est utilisé pour régénérer le signal de données et pour effectuer le transcodage du signal dans le cas où le signal de données est transcodé à l'Emission. Le signal de données est alors restitué par le transcodeur Réception tel qu'il se présentait à l'entrée du transcodeur Emission. Une commutation effectuée dans le Récepteur, permet de mettre en service ou hors service ce dispositif de transcodage.

Le signal de rythme stabilisé peut enfin être utilisé extérieurement par le distorsiomètre, par exemple.

3.1.2. *Détection et comptabilisation des erreurs*

Le signal de données régénéré et éventuellement transcodé, progresse ensuite dans un registre à décalage à 7 étages.

Lorsque la combinaison 1010101, appelée caractère de mise en phase, apparaît dans ce registre, la porte A reste ouverte pendant le temps correspondant à la durée du dernier élément du caractère de mise en phase. Le signal A et les suivants sont représentés sur la figure 3.

Par ailleurs, un registre à décalage à 7 étages, identique à celui prévu dans l'Emetteur, engendre le même bloc de 127 éléments. Le comparateur de signaux constitué par un circuit « ou exclusif » compare élément par élément le signal reçu au signal formé en local et délivre la polarité correspondant à l'état « 1 » chaque fois qu'apparaît un manque de concordance entre les deux éléments. Les signaux appliqués au comparateur sont prélevés à la sortie du premier étage des registres à décalage.

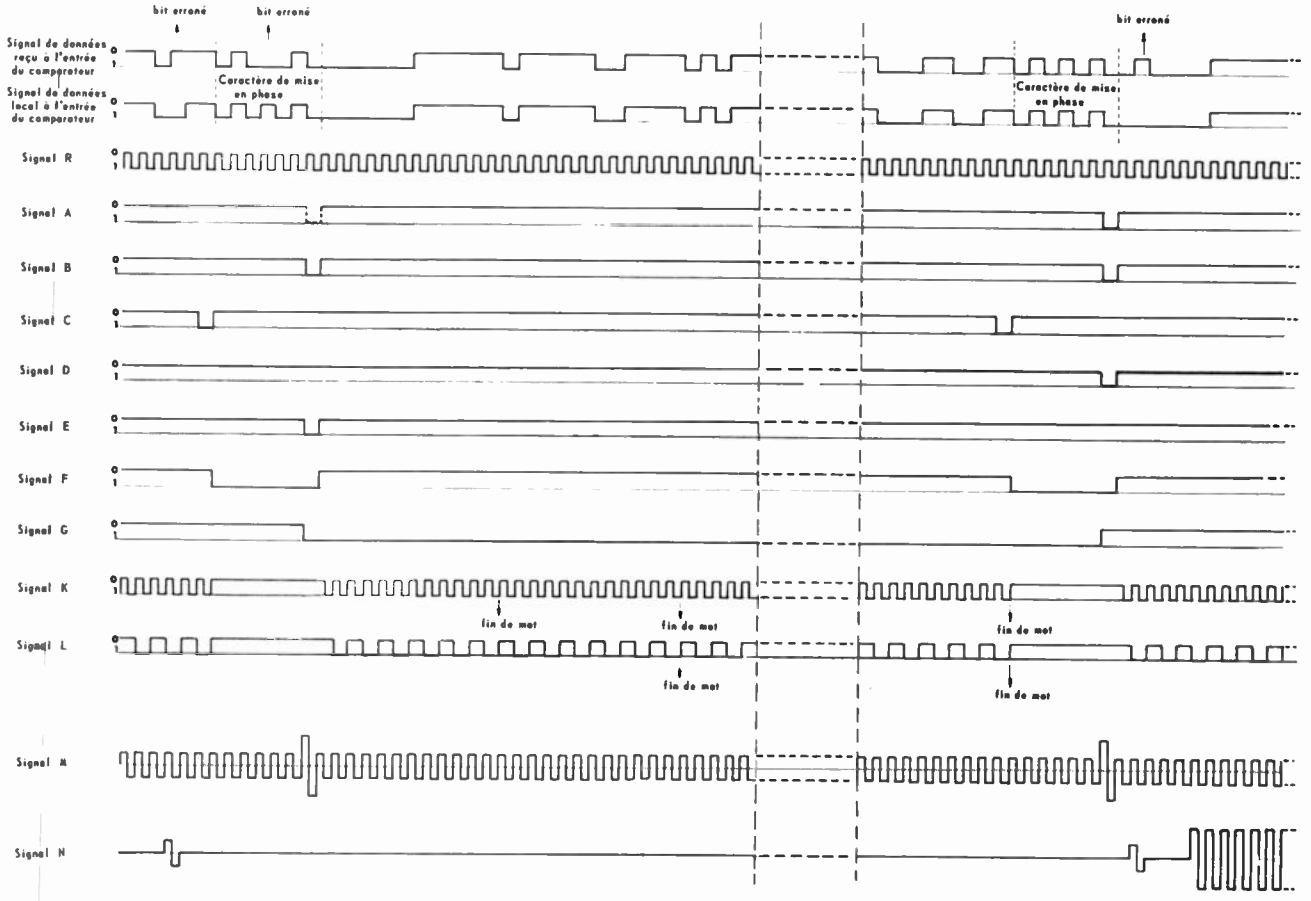


FIG. 3. — Représentation des signaux caractéristiques.

Lorsque la combinaison 1010101 déjà mentionnée, apparaît dans le registre générateur de signal local, la porte B reste ouverte pendant le temps correspondant à la durée du dernier élément de cette combinaison.

De même, lorsque la combinaison 0011001 apparaît dans ce registre, la porte C reste ouverte pendant le temps correspondant à la durée du dernier élément de cette combinaison. Cette combinaison apparaît avant la précédente et en est séparée par six éléments.

Les signaux de commande nécessaires à la mise en phase automatique et au fonctionnement des compteurs sont élaborés à partir des signaux A, B et C.

Lorsque les deux portes A et B sont ouvertes simultanément, l'impulsion représentée par le signal D est transmise vers le compteur « Blocs à caractère de mise en phase correct ».

Lorsque la porte B est ouverte, la porte A restant fermée, l'impulsion représentée par le signal E est transmise vers le compteur « Blocs à caractère de mise en phase erroné ».

Lorsque l'impulsion E a été transmise quatre fois de suite, le dispositif de blocage intervient : les compteurs sont bloqués, la correction apportée au signal de rythme fourni par l'horloge est supprimée, une alarme est donnée, visuelle et sonore.

Une commande « Arrêt Alarme » permet de supprimer l'alarme sonore. Ce dispositif de blocage peut également être commandé manuellement, dans le but d'effectuer le relevé des compteurs par exemple.

Le déblocage de l'ensemble s'effectue en appuyant sur le bouton de réarmement. De ce fait, le dispositif de correction du signal de rythme fourni par l'horloge est remis en service. La première impulsion A qui se présente provoque le positionnement du registre générateur de signal local et assure ainsi la mise en phase à l'échelon bloc, du signal local sur le signal reçu. Le déblocage des compteurs intervient dès réception de la première impulsion D.

Le signal F formé à partir des signaux B et C empêche la comptabilisation des bits erronés pendant la durée du caractère de mise en phase. De ce fait, du point de vue comptabilisation tout se passe comme si le bloc comportait 120 éléments.

Le signal G, formé à partir des signaux D et E empêche la comptabilisation des bits erronés relatifs aux blocs dont le caractère de mise en phase est reconnu erroné. Les bits erronés ne sont donc comptabilisés que dans la mesure où le caractère de mise en phase du bloc correspondant a été reçu correctement et dans la mesure où le système ne se trouve pas en état de blocage. Les erreurs concernant le caractère de mise en phase sont comptabilisées sous la forme « Blocs à caractère de mise en phase erroné ».

Tout bloc est reconnu erroné si un ou plusieurs bits erronés comptabilisés se présentent pendant la durée du bloc. L'impulsion, assurant la progression du compteur lorsque le bloc est erroné, est transmise en fin de bloc.

Tout mot est reconnu erroné si un ou plusieurs bits erronés comptabilisés se présentent pendant la durée du mot. Les 7 bits du caractère de mise en phase étant défalqués, le bloc peut être considéré comme constitué soit de 10 mots de 12 bits soit de 5 mots de 24 bits. Un commutateur permettant de choisir la longueur du mot, aiguille, le signal K ou le signal L vers un diviseur par 12 qui délivre une impulsion à la fin de chaque mot. Lorsque le mot est erroné, cette impulsion est transmise vers le compteur.

Au cours des essais, le relevé des compteurs est effectué tous les quarts d'heure par exemple. Le bouton de blocage manuel permet de bloquer les compteurs pour en faciliter la lecture. Il suffit ensuite d'appuyer sur le bouton « Réarmement » pour remettre le système en marche. Un autre bouton poussoir permet enfin la remise à zéro générale des compteurs.

Le dispositif de comptage comporte cinq compteurs :

— « Blocs à caractère de mise en phase correct »,
— « Blocs à caractère de mise en phase erroné »,
— « Blocs erronés »,
— « Mots erronés »,
— « Bits erronés »,

N_1 à N_5 correspondant respectivement aux indications fournies par ces compteurs, le taux d'erreurs sur les blocs est :

$$\frac{N_2+N_3}{N_1+N_2}$$

le taux d'erreurs sur les mots est :

$$\frac{N_4}{10\,N_1} \text{ ou } \frac{N_4}{5\,N_1}$$

suivant qu'il s'agit de mots de 12 ou de 24 bits, le taux d'erreurs sur les bits est :

$$\frac{N_5}{120\,N_1}$$

La comptabilisation des erreurs est arrêtée lors d'une perturbation ou d'une coupure du circuit dont la durée minimum correspond à la durée d'émission de 3 à 4 blocs.

3.1.3. *Dispositif destiné à permettre l'enregistrement magnétique*

Ce dispositif prévu dans le Récepteur permet le branchement d'un appareil d'enregistrement sur ruban magnétique à double piste. Deux sorties sont prévues à cet effet. Sur l'une des sorties apparaît le signal M sur l'autre le signal N. Ces signaux sont représentés sur la figure 3 ; ils ne présentent pas de composante continue.

Le signal M est constitué par le signal de rythme local complété par le signal de début de bloc. L'amplitude du signal de rythme représente les 4/10 de celle du signal de début de bloc. Le signal N est constitué par les signaux « bits erronés » et par le signal de « Blocage ». L'amplitude du signal « bit erroné » représente les 4/10 de celle du signal de « Blocage ».

3.2. Appareils complémentaires

3.2.1. *Amplificateur de surveillance en ligne*

Cet amplificateur, branché à grande impédance sur la ligne, alimente un haut-parleur. Cet appareil permet de se rendre compte de la nature de la perturbation en ligne lorsqu'apparaissent les erreurs : bruits impulsionnels, variations d'équivalent, diaphonie, coupures brèves, ronflement basse fréquence, etc.).

3.2.2. *Réseaux correcteurs*

Cet appareil comprend un certain nombre de réseaux correcteurs de temps de propagation :

Un jeu de trois réseaux correcteurs permet de compenser la distorsion de temps de propagation relative à une, deux, trois ou quatre voies téléphoniques à courants porteurs,

Un correcteur à cinq positions permet de compenser la distorsion de temps de propagation de la voie téléphonique aux fréquences inférieures de la bande,

Un autre correcteur à cinq positions permet de compenser la distorsion de temps de propagation de la voie téléphonique aux fréquences supérieures de la bande.

Cet appareil comprend également trois filtres « passe-bande » destinés, si besoin, est, dans le cas de circuits radio par exemple, à limiter la bande passante à la largeur minimale nécessaire, compte tenu de la rapidité de modulation choisie.

L'un des filtres est prévu pour la rapidité de modulation de 600 bauds, un autre pour 1200 et le troisième pour 1 800 et 2 400.

3.2.3. *Distorsiomètre rythmique*

Ce distorsiomètre associé à un oscilloscope et à un récepteur sélectif permet de mesurer la distorsion télégraphique du signal de données à la sortie du dispositif de conversion.

Ce distorsiomètre dont le principe est connu en télégraphie, utilise le signal de rythme fourni par le Récepteur et, après filtrage, le déphase de façon à former deux sinusoïdes déphasées de $\pi/2$. Celles-ci sont appliquées sur les plaques de déflexion de l'oscilloscope pour obtenir un balayage circulaire à la fréquence du signal de rythme.

Par ailleurs, le signal de rythme, après mise en forme favorisant les harmoniques pairs de rang élevé, est appliqué à l'entrée d'un récepteur sélectif réglé sur l'harmonique 10 du signal de rythme. Le signal délivré par ce récepteur sélectif est écrêté et les impulsions, obtenues à partir des fronts montants et descendants de ce signal, sont couplées sur la cathode de l'oscilloscope avec les impulsions obtenues de la même façon à partir du signal de données délivré par le dispositif de conversion. Vingt points lumineux fixes apparaissent ainsi sur le cercle, l'écart entre deux points correspondant à une distorsion de 5 %. La distorsion du signal de données apparaît sous forme d'une plage lumineuse.

Au lieu d'être piloté par le signal de rythme fourni par le Récepteur, ce distorsiomètre peut être piloté par un générateur fournissant un signal de fréquence égale à 10 fois la fréquence de rythme. Ce signal est utilisé directement pour le marquage sur l'oscilloscope et, après division par 10, dans le distorsiomètre, pour le balayage circulaire. Ce mode de fonctionnement peut être utilisé lors des essais en boucle ou en local, le signal résultant de la division par 10 étant fourni à l'ensemble Emission en tant que signal de rythme.

4. Réalisation mécanique

Cet appareillage a été réalisé sous forme de coffrets individuels facilement transportables.

L'ensemble Emission comprend un seul coffret.

L'ensemble Réception est réparti en six coffrets :

— un coffret « Récepteur »
— un coffret « Compteurs »
— deux coffrets « Correcteurs »
— un coffret « Distorsiomètre »
— un coffret « Surveillance ».

Chaque coffret comporte son alimentation propre à partir du secteur.

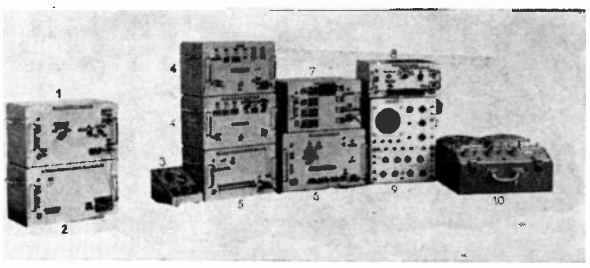


FIG. 4. — 1. Emetteur. 2. Modem Emission. 3. Amplificateur de surveillance en ligne. 4. Correcteurs et Filtres. 5. Modem Réception. 6. Récepteur. 7. Dispositif de comptage. 8. Distorsiomètre rythmique. 9. Oscilloscope (utilisé avec le distorsiomètre). 10. Enregistreur magnétique.

La figure 4 représente les ensembles de mesure Emission et Réception associés au Modem S.A.T. à modulation par inversion de phase.

5. Résultats d'essais

Des essais de transmission de données ont été effectués sur différents circuits à l'aide de cet appareillage associé au Modem S.A.T. à modulation par inversion de phase.

Des essais à 1 200, 1 800 et 2 400 bauds ont été effectués en liaison avec le CNET pour étudier la possibilité de transmettre des données sur le réseau téléphonique commuté lorsque la rapidité de modulation est supérieure à 1 200 bauds. Les résultats de ces essais apparaissent dans une contribution à la Commission Spéciale A du CCITT.

Des essais ont été effectués, par ailleurs, à 1 200 et 2 400 bauds sur un circuit d'un système 12 voies sur paires symétriques A.Y.T. et à 2 400 bauds, sur un circuit utilisant un support troposphérique.

Au cours des essais effectués sur le réseau téléphonique commuté, plus de 6 millions de blocs ont été transmis à 1 200, 1 800 et 2 400 bauds sur plusieurs circuits considérés comme circuits-types. Le taux d'erreurs sur les blocs variait de un dix millième environ à quelques millièmes, en fonction de la nature des circuits et de la rapidité de modulation.

Sur circuit spécialisé, pour une rapidité de modulation de 2 400 bauds, ce taux d'erreurs est resté inférieur à un dix millième.

CORRESPONDANCE

RÉALISATION EN EUROPE DU PREMIER LASER « MOLÉCULAIRE » EN ENCEINTE SCELLÉE

Les lasers à rubis, les premiers en date, sont capables d'émettre dans le visible des puissances supérieures à la dizaine de mégawatts mais en impulsion très brèves (30 nonosecondes). Ils requièrent des puissances instantanées importantes, souvent difficiles à mettre en œuvre sur le terrain ; ils les transforment avec un rendement très faible, ce qui donne lieu à un échauffement exagéré du rubis si l'on veut en extraire des puissances importantes ou des cadences d'impulsions rapides. Quelques progrès ont été faits cependant et, récemment, des lasers dérivés du rubis ont réussi à émettre en continu de faibles puissances.

Une seconde famille de lasers solides sont des lasers à semiconducteurs. Ils se présentent actuellement comme des diodes analogues à des diodes infrarouges détectrices, mais dopées et taillées de façon particulière. En les faisant fonctionner en quelque sorte à l'envers, une injection de courant leur fait émettre de la lumière ou de l'infrarouge. Cette transformation directe de courant électrique en lumière s'effectue avec un bon rendement et le faible encombrement des semiconducteurs en font un instrument très commode d'emploi. Malheureusement la conjonction d'une densité de courant élevée et des dimensions microscopiques du semiconducteur donne lieu à une élévation de température rapide qui, si l'on veut éviter la destruction du cristal, limite les puissances continues totales émises. Les lasers semiconducteurs sont néanmoins très prometteurs, notamment sous l'aspect de la modulation, pour les applications demandant une faible puissance.

La troisième famille de lasers, les lasers à gaz, ont permis d'obtenir récemment, dans le visible, des puissances de l'ordre du watt. Toutefois, leur rendement est actuellement limité, et impose l'emploi de puissances d'excitation considérables (de l'ordre du kilowatt). Par ailleurs, les longueurs d'ondes émises à grande puissance sont en faible nombre et se situent actuellement presqu'exclusivement dans le visible, en sorte que le domaine extrêmement intéressant des applications infrarouges n'en bénéficie pratiquement pas.

Au cours des dernières années, les chercheurs se sont donc efforcés d'imaginer des processus qui donneraient, à partir de lasers à gaz, des rendements nettement meilleurs et des longueurs d'ondes centrées dans les gammes infrarouges particulièrement utiles (fenêtres de l'atmosphère).

Les lasers à gaz conventionnels mettent en jeu des niveaux d'énergie relevant de l'organisation électronique des atomes. Des recherches effectuées dans le Laboratoire Infrarouge de Chimie Physique à Orsay, dirigé par le Professeur BARCHEWITZ faisaient appel, au contraire, à des transitions entre des niveaux d'énergie correspondant aux vibrations et rotations des molécules, d'où le « laser moléculaire » a tiré son nom. Dès 1963, une émission de fluorescence avait été observée en excitant par collisions résonnantes des molécules de gaz avec de l'azote excité vibrationnellement en haute fréquence. Ce procédé nécessitait un pompage constant du gaz excité et ne pouvait être utilisé que dans des gammes de longueur d'onde réduites.

Les recherches du Laboratoire du Professeur P. BARCHEWITZ se sont alors orientées sur une excitation directe des mélanges de gaz, sans utiliser le phénomène des collisions résonnantes. Ces expériences ont été concluantes, démontrant la possibilité d'exciter vibrationnellement les molécules les plus diverses sans avoir à mettre en œuvre des courants gazeux.

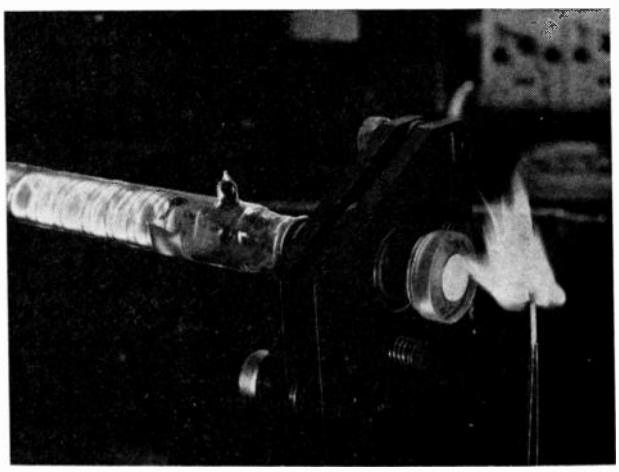
Tout récemment, un pas considérable a été franchi. La Société Anonyme de Télécommunications qui travaille en collaboration avec le Laboratoire du Professeur BARCHEWITZ à la mise au point de ce type de laser, a réussi pour la première fois, en mars dernier, à faire fonctionner un « laser moléculaire » en tube scellé, c'est-à-dire utilisant le procédé d'excitation directe et en s'affranchissant de la servitude des courants gazeux.

La réalisation semble tenir les promesses de la théorie. En effet :

— le rendement pour un laser à gaz est excellent. La puissance émise est pour le moment de l'ordre de un watt et demi en régime continu (c'est-à-dire une puissance deux cents fois plus intense qu'un rayon solaire de même section). Cette puissance est obtenue à partir d'une énergie d'excitation de vingt watts environ.

— les longueurs d'ondes correspondent bien aux gammes infrarouges visées, en particulier la gamme des 10 μ.

Des communications à l'Académie des Sciences viennent d'être effectuées pour annoncer cette réalisation française que l'on estime riche de possibilités. Le procédé n'impose pratiquement aucune limitation sur la puissance et l'on s'attend à la réalisation prochaine d'un laser d'une puissance d'émission de 10 watts continus dans l'infrarouge lointain.



Laser moléculaire S.A.T. En enceinte scellée

Les caractéristiques : puissance très élevée, émission continue, rayonnement dans la bande des 10 μ, facilité de mise en œuvre, permettent d'envisager de nombreuses utilisations, particulièrement dans le domaine des télécommunications, et dans toutes les applications où il est important de disposer d'une source d'énergie rayonnée élevée, bien définie et facile à concentrer jusqu'à une densité excessivement forte.

Dans les premiers temps, les ateliers d'optique de la SAT fournissaient des éléments de lasers à rubis aux Laboratoires de l'Université. Par la suite, l'expérience approfondie dans le domaine de l'application des semiconducteurs à l'infrarouge a permis très rapidement de faire fonctionner des lasers semiconducteurs, en particulier à l'arséniure d'indium*. Une première application en a été mise au point sous la forme d'une liaison optique téléphonique multiplex que la SAT réalise pour la Défense Nationale.

En 1965, la mise au point du laser moléculaire en enceinte scellée place les laboratoires de l'Université et de l'industrie privée française (dont la collaboration, une fois de plus, a été particulièrement fructueuse), au premier plan de la recherche mondiale dans le domaine des lasers à gaz infrarouges.

* Un article de notre revue y sera prochainement consacré.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron nº 107 du C.N.E.T. en 10^{-10}.
(-74.10^{-10})

Valeurs journalières moyennes
pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h T.U.

MARS 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz
1	—146,9	—	—145,9
2	—147,0	—	—147,0
3	—147,4	—	—146,8
4	—145,4	—147,1	—146,7
5	—147,2	—146,8	—146,5
6	—148,8	—147,1	—147,3
7	—148,5	—147,4	—148,1
8	—148,2	—146,6	—146,6
9	—148,3	—146,6	—147,5
10	—147,1	—147,0	—147,3
11	—146,3	—147,1	—147,7
12	—148,7	—147,1	—147,6
13	—147,9	—147,0	—147,2
14	—147,5	—147,3	—147,8
15	—147,3	—147,4	—147,9
16	—147,5	—147,0	—147,5
17	—147,6	—146,9	—147,5
18	—146,9	—147,2	—147,0
19	—147,6	—147,3	—147,6
20	—146,8	—147,1	—146,9
21	—145,8	—147,2	—147,7
22	—147,2	—147,2	—147,3
23	—146,6	—147,3	—147,4
24	—146,1	—146,5	—147,2
25	—147,3	—147,0	—146,4
26	—147,1	—146,9	—146,5
27	—147,6	—146,7	—146,5
28	—147,6	—146,7	—146,3
29	—146,9	—146,5	—146,5
30	—145,5	—146,2	—146,2
31	—	—	—

— Une correction de -74.10^{-10} est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *l'Onde Electrique*, janvier 1965, p. 139.

LES NOUVEAUTÉS DU SALON DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES DE PARIS

Dans notre numéro spécial de juin 1965, consacré à la Maison de l'ORTF de Paris, sera publié le compte rendu annuel des nouveautés du Salon des Composants Electroniques.

Ce numéro, destiné à avoir une grande diffusion, sera entièrement bilingue : français et anglais.

RÉSEAUX TÉLÉPHONIQUES AUTOMATIQUES

L'Union Internationale des Télécommunications, Genève, place des Nations, vient de publier le Manuel sur les Réseaux téléphoniques nationaux pour le service automatique, C.C.I.T.T., Genève 1964.

Ce Manuel est spécifiquement destiné à fournir des renseignements aux administrations qui ont besoin de directives dans le domaine des réseaux automatiques nationaux ; il traite de téléphonie nationale, domaine dans lequel chaque administration a des droits souverains.

Le Manuel ne se réfère pas spécifiquement à des réalisations ou des solutions techniques particulières mais contient des directives susceptibles de permettre aux Administrations de résoudre leurs propres problèmes techniques.

L'ouvrage traite de l'ensemble des connaissances relatives aux réseaux à commutation et s'étend même aux problèmes de transmission. Il a été préparé sur la base de réponses à un questionnaire envoyé à toutes les Administrations et Exploitations privées, reconnues du C.C.I.T.T.

Le Manuel présente un intérêt spécial non seulement pour les ingénieurs des Administrations et Exploitations privées de télécommunication, mais aussi :

— pour les élèves d'écoles d'ingénieurs ou de techniciens supérieurs de télécommunication, car le Manuel a été rédigé d'une façon « pédagogique » et fait le point des connaissances acquises dans les différents domaines étudiés ;

— pour les services techniques des Sociétés de construction de matériel technique, car le Manuel examine très en détail quel est l'échange, dans un sens et dans l'autre, de documentations techniques qui doit s'opérer entre fournisseurs et utilisateurs du matériel de commutation pour l'établissement d'un projet et la mise au point d'un appel d'offres.

Les deux premières parties comprennent :

A) *Planification*

Planification, Numérotage, Plan d'acheminement, Tarification,

Transmission, Signalisation, Circuits et équipements à prévoir, Services mis à la disposition des abonnés, Maintenance.

B) *Choix du système de commutation*

Préliminaires, Renseignements devant être donnés par les fournisseurs, Spécification du système, Evaluation du système.

Une troisième partie est en cours de rédaction et sera communiquée après publication (prévue pour 1965/1966), aux souscripteurs de l'ouvrage.

Alors que les 1re et 2e parties sont relatives respectivement à la « Planification fondamentale » et au « Choix d'un système de commutation », la 3e Partie devra traiter des questions diverses qui se rapportent aux équipements de commutation : bâtiments pour les centraux, méthodes d'installation des équipements de commutation, installations d'énergie, installations de conditionnement d'air des salles de commutation.

L'ouvrage, comportant environ 220 pages pour les deux premières parties, a été placé sous couverture à reliure mobile, permettant d'ajouter ou de changer ultérieurement les fascicules correspondant aux différents chapitres.

Ce document a été publié séparément en langues française et anglaise et le prix de vente d'un exemplaire a été fixé à 14,70 francs suisses, emballage et port compris.

ANALYSES D'ARTICLES SUR LA MICROÉLECTRONIQUE

Un service spécial dont le but est de faire connaître aux spécialistes la très importante littérature qui paraît presque journellement sur la Microélectronique, vient de se créer.

L'European Abstracts Service, Osbergsgatan 4, Göteborg (Suède) édite tous les 15 jours une cinquantaine d'analyses d'articles imprimées sur cartes et classées suivant un code spécial.

La documentation sur la microélectronique est si volumineuse que la création d'un tel fichier, constamment mis à jour s'imposait aux très nombreux spécialistes que cette question intéresse actuellement dans notre pays.

NOUVELLE PUBLICATION SUR LES MICROCIRCUITS

SGS-Fairchild a contribué à la compréhension et à l'usage des microcircuits intégrés en publiant le « Micrologic Handbook ».

Ce livre, qui compte plus de cent pages, est subdivisé en deux parties : la première traite des microcircuits en général, des familles de dispositifs disponibles et des principaux problèmes relatifs aux projets ; la seconde partie, abondamment illustrée, décrit plus de soixante circuits micrologiques.

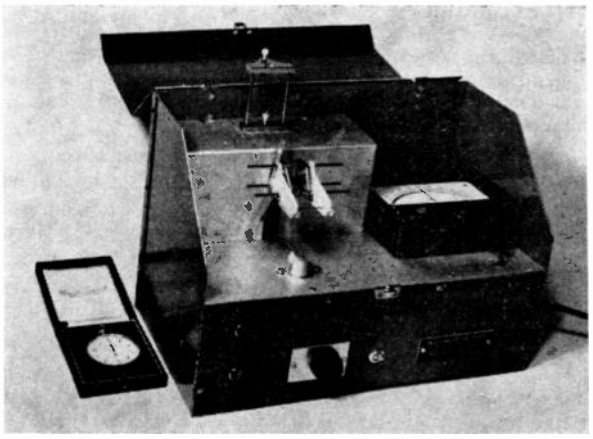
Quelques-uns de ces exemples, parmi lesquels les compteurs, représentent des fonctions complètes qui peuvent être directement utilisées ; d'autres proposent d'intéressantes combinaisons d'éléments à insérer dans des systèmes fonctionnels plus amples.

Le « Micrologic Handbook » est le résultat d'une étroite collaboration entre les laboratoires d'applications SGS-Fairchild en Italie et en Angleterre, et représente ainsi l'une des premières publications sur les circuits intégrés, élaborée par des ingénieurs européens pour leur marché.

APPAREIL POUR LA MESURE DU CŒFFICIENT DE SOUDABILITÉ DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Multicore, représenté à Paris par Film & Radio, 6, rue Denis-Poisson, XVIIe, présente un appareil pour la mesure de la soudabilité des composants électroniques.

La nécessité d'augmenter les cadences de production de matériels électroniques a conduit à rechercher une méthode simple et précise d'évaluation de l'aptitude des fils de connexions des composants à prendre la soudure. Cette méthode, décrite par J.A. Ten Duis dans la revue Technique Philips, (page 158 n° 20, 1958/59), fut étudiée et perfectionnée par l'Association



Appareil Multicore pour mesurer la soudabilité

Britannique des Ingénieurs Electroniciens (E.E.A.) collaborant avec la Commission Electrotechnique Internationale, en vue de sa normalisation.

L'appareil réalisé par Multicore est en tous points conforme aux spécifications de l'E.E.A. et du C.E.I. Sa facilité et sa souplesse d'utilisation le rendent propre, non seulement aux travaux de laboratoire, mais aussi aux contrôles de qualité des produits manufacturés que peuvent avoir à exercer certains services officiels.

La méthode consiste à abaisser lentement et horizontalement un échantillon (précédemment traité à un flux décapant standardisé) du fil soumis aux essais, de manière à lui faire couper une goutte de soudure en fusion. Evalué en secondes, le temps, nécessaire à la soudure pour enrober complètement le fil est inversement proportionnel au coefficient de soudabilité du fil considéré.

Un nouvel échantillon d'alliage soudant, dont le poids est précisé en fonction du diamètre du fil, est employé à chaque essai.

Dans l'appareil de mesure Multicore, la goutte de soudure en fusion est supportée par un bloc chauffant, strictement conforme aux caractéristiques officielles, dont la température est stabilisée par un thermostat à $\pm$ 1 °C au cours d'essais de courte durée, avec possibilité de correction de toute dérive occasionnelle pouvant se manifester à long terme.

La température du bloc est mesurée par pyromètre à montage en pont (alimenté sur piles) et sonde à thermistor ; l'échelle s'étend de 200 à 250 °C, avec une précision de 1 %.

L'alimentation sur le secteur (normalement 200/240 V, 50 Hz, mais éventuellement adaptable à 100/130 V) de la résistance chauffante, contrôlée par le thermostat par l'intermédiaire d'un relais, est incorporée à l'appareil. Deux lampes-pilotes indiquent l'enclenchement de l'interrupteur principal de mise en marche et du thermostat.

L'abaissement de l'échantillon de fil soumis aux essais, jusqu'au contact du bloc chauffant, est commandé par un dispositif pneumatique, qui assure une vitesse de descente lente et régulière évitant la production d'éclaboussures de la goutte de soudure, et laissant toute liberté à l'opérateur pour concentrer son attention sur la mesure du temps d'enrobage du conducteur. Le compte-secondes fourni à cet effet est du modèle à 10 secondes par tour du cadran.

L'échantillon de fil soumis aux essais est agrippé en trois points par deux pinces à ressorts utilisables ensemble ou séparément. Ces pinces peuvent accepter des fils ou composants dont le diamètre n'excède pas 9 mm. Les fils de gros diamètres ne sont fixés qu'à une seule extrémité. La longueur minimale de l'échantillon des fils de faible diamètre qui doivent être maintenus aux deux extrémités est de 40 mm, mais 22 mm suffisent pour les fils de connexion de composants cylindriques à fixation axiale. Il est possible de mesurer la soudabilité des fils de connexion de composants électroniques à partir de 1,6 mm du corps du composant considéré.

On notera que l'appareil, dans son état actuel, ne peut convenir aux essais sur cosses de connexion.

PETITE CAMÉRA DE TÉLÉVISION A TRANSISTORS

Une caméra de télévision de studio construite par MARCONI, entièrement transistorisée, ne pèse que 44,400 kg. Elle paraît être la plus petite et la plus légère de toutes les caméras de 11,4 cm à image orthicon.

La nouvelle caméra succède à un modèle que la société a exporté dans 40 pays ; elle en a vendu plus de 800 en cinq ans

Cette caméra est idéale pour les travaux d'extérieur ; sa simplicité fait qu'elle convient aussi bien pour les nouveaux centres de télévision que pour ceux existant déjà.

La caméra comprend un objectif unique à focale variable, qui donne une mise au point parfaite à toutes les distances et remplace la tourelle habituelle à objectifs fixes. Elle comporte également un viseur inclinable spécial qui permet à l'opérateur de prendre sous n'importe quel angle la position de visée la plus confortable. Le viseur est quatre fois plus clair que celui des modèles antérieurs.

Equipée presque partout de transistors au silicium, la caméra est d'une grande stabilité ; l'opérateur peut concentrer toute son attention sur le réglage de la position et de l'angle de la caméra.

L'emploi de transistors au lieu de lampes a permis de réunir en un seul bloc les commandes de la caméra, le tableau de commande et la source de puissance ; toutes les autres commandes sont logées sur un très petit tableau qui peut tenir dans une armoire normale.

UN NOUVEAU VOLTMÈTRE HÉTÉRODYNE

BRÜEL & KJŒR, Naerum, Danemark, présentent leur Voltmètre Hétérodyne, type 2006, complètement transistorisé, pour les mesures en HF et en VHF.

Cet appareil léger, fonctionnant sur accumulateur incorporé, permet des mesures sélectives sur toutes les fréquences de la bande couverte et traite les signaux AM, FM en TV.

Il permet de mesurer non seulement l'amplitude des signaux HF, mais aussi la fréquence et le taux de modulation AM ou FM. La fréquence mesurée est indiquée sur l'échelle d'un galvanomètre. Un second galvanomètre indique l'amplitude de la tension HF mesurée et le taux de modulation, enfin un haut-parleur fournit la possibilité d'un contrôle auditif du signal. Le voltmètre est doté d'une entrée directe dont l'impédance est de 75 Ω. Une sonde spéciale peut être connectée au voltmètre par l'intermédiaire d'un câble flexible d'une longueur de 1,5 m et permet d'obtenir une impédance d'entrée élevée.

Pour étendre le domaine de mesure de l'appareil, la sonde d'entrée est dotée d'un diviseur de tension amovible de dimensions similaires à celle de la sonde. L'atténuation du diviseur est de 60 dB.

L'oscillateur-étalon incorporé fournit une tension stabilisée pour le tarage de l'appareil.

Quelques spécifications-types du voltmètre hétérodyne :

Couverture de fréquence : 40 Hz - 260 MHz en 6 gammes.

Couverture de tension : sans atténuateur d'entrée : pleine déviation, pour 50 μV, 5 mV, 50 mV.

Avec l'atténuateur de 60 dB, 50 mV, 500 mV, 5 V et 50 V.

Bandes passantes : « Large » ± 100 kHz. « Etroite » ± 1,25 kHz.

Précision de la fréquence : 2 % ± 10 kHz.

Précision de la tension : ± 0,5 dB de 40 kHz à 170 MHz. ± 1 dB de 170 à 230 MHz.

Bruit propre : inférieur à 1 μV.

UNE PILE A GAZ DE 50 W

Parmi les nouveautés de cette année au Salon de la Chimie, THOMSON-HOUSTON a présenté la maquette d'une pile à gaz de 50 W. Ce type de générateur électrochimique est destiné plus particulièrement à l'alimentation de dispositifs électriques et électroniques portatifs ou mobiles. Il utilise une réaction catalytique entre l'hydrogène et l'oxygène au niveau d'une membrane qui remplit la fonction d'électrolyte. Le volume occupé par une telle pile n'excède pas 1,5 dm^3 et son poids est de 5 kg. Par ailleurs, la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON étudie conjointement avec les Sociétés ALSTHOM et SAINT-GOBAIN des piles de type REDOX, dont la puissance pourra atteindre plusieurs kilowatts. Fruits d'une recherche technologique avancée, ces générateurs pourront être utilisés aussi bien dans l'industrie que pour l'alimentation en énergie électrique des vaisseaux spatiaux.

UN NOUVEAU MAGNÉTRON EIMAC DE VOLUME RÉDUIT

RADIO EQUIPEMENTS, 65 rue de Richelieu, Paris, annonce qu'un nouveau magnétron est maintenant disponible chez EITEL-MCCULLOUGH : c'est un tube de construction compacte pouvant être accordé par variation de tension.

Magnétron E.I.M.A.C. X-1097

Malgré ses petites dimensions (50 × 31 × 88 mm), le tube X-1097 peut fournir 5,5 W dans la bande de 600 à 1 200 MHz. Comme il est de construction renforcée, son emploi est particulièrement indiqué en aéronautique et pour les engins téléguidés comme oscillateur local de récepteur ou comme étage d'attaque de tube à onde progressive.

EIMAC construit d'autres magnétrons de 250 MHz à 4 GHz avec des puissances de sortie de 20 mW à 40 W.

INFORMATIONS

DISTINCTIONS

La Société d'Encouragement pour la Recherche et l'Invention a procédé le 28 avril 1965 à la remise de l'ordre du Mérite pour la Recherche et l'Invention à un certain nombre de personnalités françaises et étrangères parmi lesquelles nous relevons les noms suivants :

Commandeurs :

— Sir G. RADLEY, President of the Institution of Electrical Engineers.

— M. M. DERIBERE, Secrétaire Général du Centre d'Information de la Couleur.

Chevaliers :

— M. P. BOUCHER, Chef du Département des Etudes de la Division Militaire à la Cie IBM-France.

— M. G. DELAHAYE, Chef du Département Système à la Division Militaire de la Cie IBM-France.

— M. B. DREYFUS-ALAIN, Maître de Recherches au C.N.R.S.

— M. J. HENRY-BAUDOT, Ingénieur à la S.E.A.

— M. M. LAFFINEUR, Ingénieur et radioastronome au C.N.R.S.

— M. C. LE MEHAUTE, Ingénieur à la Cie IBM.

— M. D. STARYNKEVITCH, Chef de Service à la Sté d'Electronique et d'Automatisme.

Le Bureau de la SFER leur adresse ses félicitations.

SESSIONS DE PERFECTIONNEMENT DE L'E.S.E.

L'Ecole Supérieure d'Electricité organise depuis 1961 des sessions de perfectionnement postscolaires dans lesquelles sont enseignées les matières ayant, dans les années récentes, donné lieu à d'importants développements. Elles s'adressent à des Ingénieurs ESE ou de formation équivalente.

Ces sessions comportent des conférences, des travaux pratiques, des exercices oraux et des visites d'usine. Elles s'étendent en général sur deux semaines consécutives, le samedi et le dimanche restant, en principe, libres. Les conférences ont généralement lieu le matin de 9 h à 12 h 15, les travaux pratiques, les exercices oraux et les visites d'usine ont lieu l'après-midi de 14 h à 17 h 30. Une part importante est généralement réservée aux manipulations faites suivant les méthodes très efficaces en usage à l'Ecole. Le nombre maximal de participants est normalement fixé à 30.

De 1961 à 1964 ces sessions étaient groupées aux mois de septembre et octobre. Devant leur succès, l'Ecole Supérieure d'Electricité, a été amenée, pour satisfaire aux demandes des industries et des administrations, à les organiser en plus grand nombre. Depuis janvier 1965 ces sessions s'échelonnent sur toute l'année ; le programme envisagé pour le deuxième semestre de 1965 est indiqué ci-après :

— Session H 15 « Semiconducteurs et transistors » du 6 septembre au 17 septembre 1965.

Cette session s'adresse à des ingénieurs possédant des bases fondamentales en électronique et désirant acquérir des connaissances sur le fonctionnement et les possibilités d'emploi des transistors et des autres dispositifs à semiconducteurs.

— Session B 32 « Application de l'Electronique aux courants forts » du 13 septembre au 24 septembre 1965.

Les Ingénieurs participant à cette session doivent posséder les bases fondamentales de l'électronique. Ils seront instruits des principales applications industrielles de l'électronique dans les courants forts.

— Sessions CH 13 « Servomécanismes-Transistors » du 20 septembre au 1er octobre 1965.

Cette session s'adresse aux ingénieurs possédant des bases en électronique et désirant s'initier à la technique des asservissements et des transistors.

Cette session est dores et déjà complète et ne prend plus d'inscriptions.

— Session B 19 « Introduction à l'électronique », du 4 au 15 octobre 1965 et du 15 au 26 novembre 1965.

Cette session est destinée à initier des ingénieurs ayant une bonne formation générale aux différents aspects de l'électronique.

Places disponibles dans la première série seulement.

— Session E 11 « Matériaux isolants et diélectriques », du 29 novembre au 4 décembre 1965.

Cette session d'une semaine, organisée en liaison avec le Laboratoire Central des Industries Electriques, traitera de la polarisation, de la permittivité, de l'émission ionique et électronique, de la rupture et des applications récentes des diélectriques.

— Session C 41 « Théorie et Pratique des asservissements », du 6 au 17 décembre 1965.

Cette session entièrement consacrée aux asservissements, donnera un enseignement plus étendu que la session CH 13 « Servomécanismes-Transistors » dont elle constitue un prolongement. Elle peut être suivie par les ingénieurs ayant participé à une session « Introduction à l'Electronique » et par les ingénieurs de formation classique ayant des connaissances sur les circuits, les amplificateurs, les bascules, les circuits bouclés.

Tous renseignements complémentaires concernant les programmes et les frais d'inscription peuvent être obtenus à l'Ecole Supérieure d'Electricité, 10, avenue Pierre-Larousse à Malakoff. Téléphone 253.56.30.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

CONGRÈS DU TOUQUET (8 au 12 septembre 1965)

On trouvera ci-dessous le programme provisoire du Congrès de la SFE qui se tiendra au Touquet du 8 au 12 septembre 1965, comme nous l'avons annoncé dans l'Onde Electrique d'Avril.

Mercredi 8 septembre 1965

9 h : Réception des Congressistes à l'Hôtel de Ville du Touquet.

10 h : Casino de la Plage : Allocution d'ouverture de M. P. BESSON, Président de la S.F.E.

10 h 30 : Sous la présidence de M. P. BESSON :

L'électricité dans les mines (Surface)

Rapporteur Général : M. A. JARIGE, Directeur des Etudes et Travaux neufs des Houillères du Bassin de Lorraine.

— M. Y. COPPENS : Le problème des puits de service de grande capacité. Recherche de solutions modernes.

— M. F. LARUELLE : Une solution de machines d'extraction alimentées par redresseurs monoanodiques pour puits de service importants.

— M. C. LOUGUET : Machines d'extraction pour puits de charbon.

14 h 30 : Sous la Présidence de M. G. BOUTTES, ancien Président du Groupe du Nord de la S.F.E., Directeur délégué du Service des Centrales électriques des Houillères du Bassin du Nord et du Pas-de-Calais :

L'électricité dans les mines (Fond)

Rapporteur Général : M. A. JARIGE.

— M. M. KEMPF : Le roulage et la traction par locomotives à trolley, la recette. Les automatismes, les chaînes de sécurité, la télégrisoumétrie.

— M. TREMBLAY : La traction par locomotives à accumulateurs.

— MM. R. SCHWEITZER et J. BRONNER : Le réseau d'électrification du fond, 1 000 V, triphasé, à neutre isolé.

Jeudi 9 septembre 1965

9 h 15 — Sous la Présidence de M. A. DEJOU, Directeur des Etudes et Recherches de l'E.D.F., Président sortant de la S.F.E. :

Les groupes turbo-alternateurs de 600 MW et les perspectives d'accroissement de la puissance unitaire

Rapporteur Général : M. B. FAVEZ, Chef de Département à l'E.D.F., Direction des Etudes et Recherches, Service du Matériel de Production et de Transformation.

— Description des groupes de 600 MW, caractéristiques et particularités des solutions adoptées (3 rapports présentés par MM. A. SCHMIDT et Th. FRITSCH de l'Alsthom, M. DUREAULT de Jeumont-Schneider, M. WIDMER de la C.E.M., P. SENECHAUT de l'E.D.F.).

— Les problèmes particuliers concernant ces unités :

— Le réglage de la vitesse et de la charge (3 rapports présentés par MM. G. KAUFMANN de l'Alsthom, R. BIGRET de la Société Rateau, A. COUSTERE et M. LECRIQUE de l'E.D.F.).

— L'excitation et la régulation de tension des turbo-alternateurs de 600 MW, les perspectives d'avenir (3 rapports présentés par MM. R. BOULET et J. JOLY de Jeumont-Schneider, Th. FRITSCH de l'Alsthom, F. MAURY de l'E.D.F.).

— Les contraintes mécaniques (4 rapports présentés par MM. M. KANT et M. THERBY de la C.E.M., M. DUREAULT de Jeumont-Schneider, J.C. BRAY, J. DANTANT, Th. FRITSCH de l'Alsthom, Ph. BARRET et A. JAUDET de l'E.D.F.).

— Les possibilités d'accroissement de la puissance unitaire (3 rapports présentés par MM. G. RUELLE et J.F. HEUILLARD de l'Alsthom, M. DUREAULT de Jeumont-Schneider, J. FAVEREAU et M. DAVID de la C.E.M.).

14 h à 18 h 30 — *Visites techniques* dans la région. Sont actuellement à l'étude les visites suivantes :

— Echinghen (poste EDF, tête du câble France-Angleterre).
— Boulogne (Station Radio, le Port, les Conserveries).
— Desvres (Faïenceries).
— Wimereux (Institut de Biologie Marine) — Les dames pourront se joindre aux Congressistes pour cette visite de l'Institut de Biologie Marine.

20 h 30 précises — *Dîner officiel* (tenue de soirée) au Casino de la Forêt du Touquet.

Vendredi 10 septembre 1965

9 h 15 — Sous la Présidence de M. L. LEROY, Président de la 7e Section de la S.F.E. :

L'électricité dans la sidérurgie

Rapporteur Général : M. Paul BLAIN, Ingénieur-Conseil à l'IRSID.

— M. G. DALNOKY : Description du train à bandes d'Usinor-Dunkerque — Incidence de l'alimentation des laminoirs sur les réseaux.

— M. P. GERALDE : Les machines synchrones de grande puissance d'Usinor-Dunkerque.

— MM. J. MAURICE et P. LAPUYADE : Les équipements de train continu à chaud — Le train à fils d'Anzin.

14 h 30 — Sous la Présidence de M. R. DEHORS, Professeur à la Faculté des Sciences de Lille, Président du Groupe du Nord de la S.F.E. :

L'électricité dans le textile

— Conférence par M. B. PRONIER, Directeur du Laboratoire d'Electronique et d'Automatisme du Nord, à Lille.

— Discussion.

— Allocution de clôture, par M. P. BESSON, Président de la S.F.E.

21 h — Présentation folklorique — Soirée dansante (tenue de ville).

Samedi 11 septembre 1965

Visites techniques

Sont à l'étude les visites suivantes :

— Calais (Usine de Câbles, le Port, la Biscuiterie Alsacienne).

— Dunkerque (Usinor, Raffinerie BP, Centrale E.D.F., le Port).

— Les Mines (Douai, Oignies, Drocourt, Centrale E.D.F. des Ansereuilles).

— Verreries d'Arques, Papeterie de l'Aa.

(Les dames peuvent prendre part à ces visites).

Dimanche 12 septembre 1965

Circuits touristiques

Des circuits touristiques sont à l'étude en Belgique, et peut-être en Hollande (Gand, Bruges, Ostende, Walcheren).

PROGRAMME POUR LES DAMES

Les dames accompagnant les Congressistes sont conviées à s'inscrire au Dîner du jeudi 9 septembre, aux visites du samedi 11 septembre (toute la journée) et aux visites du dimanche 12 septembre 1965 (toute la journée).

En outre, des excursions pour les dames sont à l'étude :

— le jeudi 9 septembre, dans l'après-midi,

— le vendredi 10 septembre, toute la journée : Hesdin, Montreuil, etc.

DROIT D'INSCRIPTION :

80 F pour les membres de la SFE et de la SFER.
150 F pour les personnes non membres.

Les inscriptions devront parvenir avant le 15 juin 1965 à la SFE, 10, avenue Pierre-Larousse, 75 - Malakoff.

Dîner officiel, visites, excursions et circuits touristiques

Les droits à payer pour le dîner officiel, les visites techniques, excursions organisées pour les dames, et les circuits touristiques seront indiqués ultérieurement aux personnes inscrites.

SIXTH ELECTRICAL INSULATION CONFERENCE

New York, 13-16 septembre 1965

La Sixième Electrical Insulation Conference se tiendra cette année à l'Hôtel Hilton de New York du 13 au 16 septembre 1965. Au total 103 communications ont été retenues parmi celles soumises au Comité de lecture.

Une exposition de matériel technique d'isolement aura lieu pendant la conférence.

ACTA IMEKO 1964

Sous ce titre sont parus les trois premiers volumes contenant les 105 textes des sujets exposés au cours de la troisième Conférence Internationale de la Mesure qui s'est tenue à Stockholm du 14 au 19 septembre 1964. Ces textes sont publiés dans la langue originale : anglais, allemand, français et russe avec des résumés en anglais, allemand et russe.

Les trois volumes parus seront suivis d'un quatrième, dans le courant de 1965, comprenant les discours inauguraux et les discussions.

L'ensemble, comportant environ 2 000 pages 16 × 23 cm et 800 figures est en vente au prix de 30 $ à Kultura, Budapest 62, P.O.B.149 (Hongrie).

WRH

RÉALISATIONS TECHNIQUES

AUTOMATISATION D'UN LAMINOIR A TOLES

La Société LORRAINE-ESCAUT vient de confier à la Société ALSTHOM l'automatisation du laminoir quarto à tôles fortes de son usine de Mont-Saint-Martin (Meurthe-et-Moselle).

L'objectif de cette importante entreprise sidérurgique est d'augmenter la précision d'épaisseur des tôles fabriquées en effectuant la correction automatique du cédage, c'est-à-dire de l'augmentation de l'écartement des cylindres en cours de passe, due aux déformations mécaniques du laminoir. Les caractéristiques en ont été déterminées expérimentalement par des études entreprises en commun, grâce aux crédits C.E.C.A., par la Société LORRAINE-ESCAUT et l'I.R.S.I.D. La productivité du laminoir s'en trouvera améliorée.

Cette automatisation, la première de ce genre réalisée en France, mettra en œuvre des équipements de positionnement, de régulation et de commande fournis par ALSTHOM, ainsi qu'un calculateur TH/AC 4000 de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, sous licence GENERAL ELECTRIC (Etats-Unis), dont l'analyse et la programmation seront faites par la THOMSON, en collaboration avec ALSTHOM.

RECHERCHES SPATIALES

L'O.N.E.R.A. vient de confier à ALCATEL l'étude et la réalisation d'un dispositif d'étude d'impesanteur, essentiellement constitué par un tube vertical de 50 mètres de haut, maintenu sous vide.

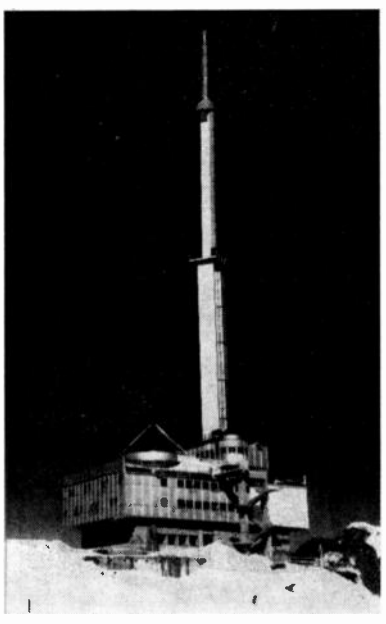
Cette dimension constitue un record mondial pour les appareils de ce type actuellement connus et donnera aux spécialistes français des engins spatiaux de grandes possibilités expérimentales.

LE NOUVEL ÉMETTEUR 2e CHAINE DU PIC DU MIDI

Un nouvel émetteur destiné à la 2e chaîne a été inauguré le 12 avril au Pic du Midi, à plus de 2 800 mètres d'altitude, une des stations les plus élevées du monde.

Conçus et réalisés par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, l'émetteur et son antenne complètent le centre qui date de quelques années, et qui transmettait déjà les programmes de la première chaîne de télévision et de la modulation de fréquence.

Fonctionnant en bande IV canal 21, ce nouvel émetteur possède une puissance de 20 kW et est équipé d'un tube électronique tétrode céramique à refroidissement par air THOMSON couvrant toute la gamme des fréquences des bandes IV et V. Quant à l'antenne, son extrémité se dresse à 101 mètres au-dessus du sommet du Pic du Midi.



L'émetteur du Pic du Midi équipé de son antenne pour la 2e chaîne.

La région desservie, sensiblement la même que pour l'émetteur première Chaîne, s'étend de Toulouse à la Côte Atlantique, selon une zone délimitée par Bagnères-de-Bigorre, Bayonne, Mimizan, la banlieu sud de Bordeaux, Marmande, Agen, Montauban, Toulouse, Castres et Saint-Gaudens.

SUCCÈS DE LA TECHNIQUE FRANÇAISE EN ARABIE SÉOUDITE

A la suite d'un appel d'offres international, la fourniture et l'installation par la France, à Riyadh, capitale de l'Arabie Séoudite, d'une puissante station de radiodiffusion vient de faire l'objet d'un marché signé à Paris le 5 mai 1965.

Un comité d'experts internationaux, composé de représentants anglais et suédois, ainsi que de l'Union Internationale des Télécommunications (Genève) et du FEDERAL COMMUNICATION COMMITTEE américain, a décidé, à l'unanimité, d'attribuer l'adjudication à la Société Française SOFRADEC (Société française pour le développement économique) qui présentait les matériels construits par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON.

Il s'agit donc d'un important succès de notre industrie électronique nationale : la station de radiodiffusion de Riyadh, d'une puissance totale de 1 200 kW, sera l'une des plus puissantes du monde. Elle comprendra deux émetteurs ondes moyennes de 600 kW et sera prête à fonctionner dans un délai de 22 mois.

Précisons que la SOFRADEC est une association créée, à l'instigation du Ministère français des Affaires Etrangères, par des industriels, des banques et des organismes spécialisés dans le commerce extérieur, pour remplir les obligations contenues dans l'accord de coopération culturelle et technique conclu avec l'Arabie Séoudite.

CARNET DES SOCIÉTÉS

LA TÉLÉVISION A MADAGASCAR EN 1965 ET LA C.S.F.

Après le Congo, la Côte-d'Ivoire et la Haute-Volta, l'ère de la télévision va s'ouvrir pour la République de Madagascar où la diffusion des premières émissions expérimentales aura lieu dans quelques mois.

Aux termes d'un accord conclu à Tananarive le 28 mars 1965 entre le Gouvernement malgache et la CSF, cette dernière s'est vu confier l'installation et l'exploitation de la télévision dans la Grande Ile. L'accord prévoit également la mise en place des chaînes de fabrication de téléviseurs qui alimenteront le marché national. Il stipule enfin que la télévision en couleurs se fera par le procédé SECAM.

Dans un premier stade, le réseau comportera un émetteur desservant la capitale et ses environs ; une série d'émetteurs régionaux permettra, par la suite, la couverture intégrale de l'île.

LA MICROÉLECTRONIQUE

Au Salon des Composants, est apparue sous le nom de « LA MICROÉLECTRONIQUE », une nouvelle sociétéfrançaise spécialisée dans la fabrication des circuits miniaturisés couches minces.

Cette société qui s'est assuré l'assistance technique de la société américaine ALPHA MICROELECTRONIC, a installé à Sèvres,

cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, des laboratoires où elle possède le matériel nécessaire à la mise en œuvre des techniques les plus récentes : évaporation sous vide et sérigraphie.

COLLABORATION ENTRE ROHDE & SCHWARZ ET SCHOMANDL

La Société au nom collectif Rohde & Schwarz et la Société en commandite Schomandl ayant leur siège social à Munich, ont convenu, vers la fin de 1964, de collaborer dans le développement et la production de leur programme commun d'appareils et installations de précision pour la mesure et la génération de fréquence. La Sté Rohde & Schwarz, qui a des représentants et des services d'entretien dans 43 pays du monde, va insérer, au cours d'une période transitoire d'un an environ, les produits de Schomandl dans son programme de vente.

BIBLIOGRAPHIE

Méthodes mathématiques pour calculateurs arithmétiques, par A. RALSTON, *Ph., D. Laboratoires de la Bell Telephone* et H.S. WILF, *Ph., D., Professeur assistant de Mathématiques, Université de l'Illinois*, traduit de l'américain par P. BERARD, *Ingénieur de l'Institut polytechnique de Grenoble, licencié ès Sciences.*

L'influence capitale de l'avènement des machines électroniques sur le calcul a mis en lumière l'analyse numérique et lui a conféré la faveur qu'elle connaît actuellement. De plus, si le nombre des machines à calculer électroniques s'accroît rapidement, celui des utilisateurs croît plus vite encore.

C'est dans cette optique qu'a été rédigé un ouvrage de synthèse, qui vient d'être traduit ; il traite, dans son ensemble, des techniques numériques les plus couramment utilisées et indique la manière de les mettre en œuvre. Des spécialistes des diverses techniques numériques ont rédigé, tout en se soumettant à un même plan, des chapitres relatifs aux problèmes qui leur sont familiers. Les auteurs, bien connus dans les Universités américaines, ont été choisis autant pour leurs connaissances théoriques que pour leur pratique des calculateurs arithmétiques

Ainsi, pour chacun des vingt six sujets traités, ce livre contient un exposé théorique suivi de considération sur la mise en œuvre numérique et complété par un organigrammes de principe et une abondante bibliographie.

L'ensemble des sujets traités dans l'ouvrage va des problèmes et des méthodes numériques désormais classiques — tels qu'obtention des valeurs propres d'une matrice par la méthode de Jacobi — à d'autres qui ne le sont pas encore — tels que calcul de termes de l'inverse d'une matrice par la méthode de Monte-Carlo.

L'ouvrage débute par une étude complète et rapide du calcul des fonctions « standard », puis il aborde successivement les problèmes de calcul des intégrales, des équations différentielles ordinaires, des équations aux dérivées partielles, de la statistique et se termine par un chapitre sur l'analyse des réseaux.

Cet ouvrage est à consulter aussi bien par les mathématiciens, pour l'ensemble des idées émises et pour les bibliographies qu'il contient, que par l'ingénieur calculateur ou l'analyste numérique, pour la mise en œuvre explicite des méthodes numériques.

Dunod, éditeur, 1965, 492 pages, 16×25 avec 20 figures et 40 organigrammes. Relié toile. 96 F.

Principes et applications de l'analyse booléenne, par M. CARVALLO *Chef de travaux d'Econométrie à la Faculté des Sciences de Paris.*

La nécessité d'étudier les circuits de commutation complexes des machines à calculer, et des organes de contrôle et de commande des systèmes automatisés, a fait de l'Algèbre de Boole, un instrument de travail quotidien pour de nombreux techniciens ; en même temps, un intérêt pratique s'attachait à certains aspects de la Logique Mathématique, et en particulier aux applications de l'Algèbre de Boole à la Logique.

Plus récemment, on a pris conscience de l'importance que pouvaient prendre les techniques booléennes en économie et en sociologie : elles s'introduisent en effet automatiquement chaque fois qu'interviennent des décisions par « oui ou non », par « tout ou rien ».

Le problème une fois énoncé, le formalisme booléen fournit des procédures systématiques conduisant avec sûreté à sa solution, et facilement assimilables par les calculateurs électroniques.

Après le succès de sa « Monographie des treillis et Algèbre de Boole », publiée en 1962, M. CARVALLO présente dans cet ouvrage une large revue des principales applications actuelles du formalisme booléen et des méthodes algébriques correspondantes.

Après avoir brièvement rappelé les principes de l'Analyse booléenne, l'auteur examine d'abord ses applications à la Logique des Propositions et à la Logique symbolique ; celle-ci est l'occasion d'introduire des opérateurs temporels.

Mais la partie essentielle est la théorie algébrique des équations de Boole (résolution, paramétrisation, élimination, etc.), et des fonctions de Boole (fonctions croissantes, linéairement séparables, etc.) ; esquissée dans l'œuvre de G. Boole, cette théorie acquiert aujourd'hui son plein développement, auquel M. Carvallo a d'ailleurs personnellement contribué ; parmi ses champs d'applications, outre les circuits de commutation, l'auteur présente la programmation économique booléenne, et la fiabilité des systèmes booléens : deux domaines auxquels aucun livre jusqu'à présent ne fait allusion, et dont l'inclusion est le moyen le plus efficace de promouvoir les recherches qu'ils exigent encore.

L'ouvrage se termine par un chapitre d'exercices avec leurs solutions, choisis tant pour leur intérêt que pour leur efficacité pédagogique.

Gauthier-Villars, éditeurs, 1965, un volume de 144 pages 16×25 cm, illustré. 30 F.

PETITE ANNONCE

686 C - IMPTE STÉ D'ÉLECTRONIQUE
recherche pour
séjour prolongé aux U.S.A.
puis poste d'avenir à PARIS

UN INGÉNIEUR

Spécial. calculat. d'électronique
3 à 5 a. d'expér. industrielle
Connaissances, logique,
mémoire, équipement
périphériq. et programmation
Langue ANGLAISE exigée.
Env. C. V. à N° 7644 CONTESSE
Publ. 20, av. Opéra PARIS 1er Q. tr.

LIBRARY
ROCKY LABORATORIES
BUREAU OF STANDARDS
COLORADO
SEP 23 1965

45e ANNÉE - N° 459
JUIN 1965
PRIX : 20 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

NUMÉRO SPÉCIAL BILINGUE :

LA MAISON DE
L'O.R.T.F.
A PARIS
FRENCH BROADCASTING HOUSE

Salon International des Composants Électroniques
International Exhibition of Electronic Components

BF

HF

VHF

UHF

SHF

appareils de mesures

UNE SÉLECTION DES MATÉRIELS UTILISÉS DANS LES SERVICES TECHNIQUES DE L'O.R.T.F.

TYPICAL INSTRUMENTS USED BY O.R.T.F.'S TECHNICAL SERVICES

A 206 - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE • 500 mV à 300 V en alternatif de 20 Hz à 1.000 MHz • 300 mV à 3.000 V en continu avec indicateur automatique de polarité • Mégohmmètre de 0 à 5.000 Mégohms • Utilisable en Voltmètre à zéro central avec lecture sur la totalité de l'échelle.

A 206 - VTVM • AC : 500 to 300 V (fsd) 20 cps to 7 Mc • DC : 300 mV to 30 (fsd) - Automatic indicato polarity • Megohmmet 0 to 5000 Megohms • Sui as a null detector w reading over the whole sc

A 403 A • Millivoltmètre amplificateur • 1 mV à 300 V en 12 gammes • 5 Hz à 2 MHz.

A 403 A • Wide range M voltmeter • DC range : 1 m 300 V (fsd) 12 scales • quency range : 5 cps to 2

AB 301 • Millivoltmètre HF, VHF, UHF • Gamme de mesure 10 mV à 3 V • Gamme de fréquence 100 kHz à 1.000 MHz • "T" de mesures type ABT 100.

AB 301 • HF, VHF, UHF, M voltmeter • Measuring ran 10 mV to 3 V (fsd) • Freque range 100 kc to 1000 M Coax. "T" for UHF measureme

AE 100 • Millivoltmètre continu • 12 gammes • 100 µV à 30 V - 1 nA à 300 µA • Sortie enregistreur.

AE 100 • DC Millivoltmete 12 ranges • 100 µV to 30 V (f - 1 nA to 300 µA (fsd) • Pr sion for use with record-dev

AG 201 • Indicateur de ROS utilisable avec guides d'ondes ou lignes coaxiales • Fréquence : 1000 Hz (± 5 %) • Sensibilité : 0,2 µV • Entrées pour bolomètre, cristal ou haute impédance • 5 échelles de lecture en ROS et dB • Gain réglable de 0 à 70 dB.

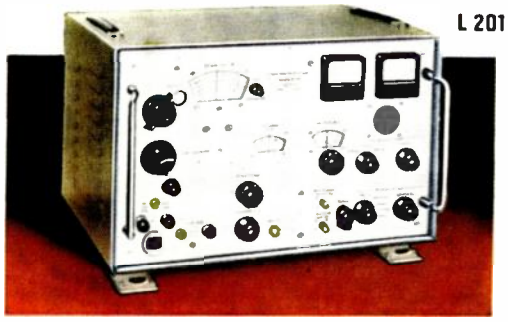
AG 201 • VSWR Indicator, table with wave guide or coa slotted sections • Operat frequency : 1000 cps (± 5 • Sensitivity 0.2 µV (fsd Crystal rectifier or bolome or high impedance inputs • measurement scales VSWR and dB • Band spre dB scale • Range : 70 d

GH 200
GÉNÉRATEUR HYPERFRÉQUENCE WOBULÉ TYPE GH 200 • 1 GHz à 12 GHz en 4 appareils • 3 marqueurs incorporés • 4 modes de balayage • 5 fréquences préréglées • Niveau de sortie régulé.

MICROWAVE SWEEP GENERATOR TYPE GH 200 • Four units covering the frequency range 1 Gc to 12 Gc • 3 built-in markers • 4 sweeping types • 5 pre-setted frequencies • Leveled output.

L 201 A **GÉNÉRATEUR VHF - UHF TYPE L 201 A** • 10 à 425 MHz en 5 gammes • Stabilité ≥ 5.10^{-5} • FM parasite ≤ 1 kHz - 1 mW/50 ohms • Atténuateur 0 à 120 dB.

VHF - UHF SIGNAL GENERATOR TYPE L 201 A • Frequency range : 10 to 425 Mc in 5 ranges • Frequency stability ≥ 5.10^{-5} • Incidental FM ≤ 1 kc • Output level 1 mW 50 ohms • Piston type attenuator 0 to 120 dB.



LF 101
GÉNÉRATEUR AM FM TYPE LF 101 • 1,8 MHz à 220 MHz • 4 gammes • Excursion de F : 0 à 100 kHz en 2 gammes • Stabilité 5.10^{-5} • Modulation d'amplitude : 1000 Hz en intérieur, 20 Hz à 20 kHz en extérieur.

AM FM SIGNAL GENERATOR TYPE LF 101 • Frequency range : 1.8 to 220 Mc • 4 ranges • Frequency deviation 0 to 100 kc • 2 ranges • F Stability < 5.10^{-5} • AM : internal 1000 cps, ext. 20 cps to 20 kc.

XB 101 A
ANALYSEUR DE SPECTRE TYPE XB 101 A • 1er oscillateur local non incorporé • 800 à 12.000 MHz ou 40 GHz avec mélangeur extérieur • Résolution variable : 5 kHz à 40 kHz • Balayage en F : 200 kHz à 70 MHz • Mesures à partir de 10 MHz avec adaptateur XB OS 101.

SPECTRUM ANALYSER TYPE XB 101 A • No built-in 1 st local oscillator • Frequency range : 800 to 12.000 Mc up to 40 Gc with external mixer • From 10 Mc with complementary unit type XB OS 101 • Resolution : 5 kc to 40 kc • Frequency deviation : 200 kc to 70 Mc.

FERISOL EST REPRÉSENTÉ DANS 47 PAYS ÉTRANGERS ★ *FERISOL'S REPRESENTATION COVER 47 COUNTRIES ABROA*

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH 1210

WRH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION
S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION
ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F.
C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso " extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ
Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

La Maison de l'O.R.T.F. à Paris

Architecte :
Henry BERNARD

Photo O.R.T.F.

45e année **Juin 1965** 20 F
N° 459

✱ LA MAISON DE L'O.R.T.F. à PARIS

FRENCH BROADCASTING HOUSE PARIS

✱ Les Composants Électroniques au Salon International - Paris 1965

Electronic Components International Exhibition - Paris 1965

NUMÉRO SPÉCIAL BILINGUE

SOMMAIRE

La Maison de l'ORTF à Paris

Editorial ..... Cl. Mercier 637

Préface ..... Gal M. Leschi 638

I. Le Bâtiment

Conception de la Maison de l'ORTF. ..... L. Conturie 641

Les installations thermiques ..... B. Mantran 649

L'équipement d'énergie électrique ..... H. Testemale 654

Traitement acoustique des studios et des grandes salles..... R. Lamoral 666

II. Les installations

Les problèmes d'exploitation ..... R. Clouard 671

Les matériels basse-fréquence ..... L. Chatenay 689

Les machines de studio ..... R. Buffard 700

Les équipements électroacoustiques ..... A. Brion 711

Les équipements des salles publiques ..... P. Lanteri, P. Machuel, 722

Les liaisons et les commutations ..... Ch. Touzeau 733

Les équipements vidéo ; Régies télévision et salles de projection .....P. Piat 746

La stéréophonie ..... R. Condamines 759

III. Les solutions industrielles originales

Régulation de la Centrale thermodynamique ..... J.A. Mallet 762

Câblages généraux et répartiteurs .....J. Aubert, G. Brateau 775

Commutateurs semi-automatiques de modulations .....R. Schrambach 781

Installation générale basse-fréquence..... R. Carlier 793

Equipements auxiliaires .....G. Cousin 798

Pupitres pour consoles de prise de son.....M. Rouleau, M. Bourguignon 804

Central téléphonique .....J. Migeon 814

Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux A. Girinsky, E. Leprince, P. Cambois 822

Meuble récepteur d'écoute à transistors .....J. Léon, Y. Drapier, L. Oppici 826

Dispositif d'insertion téléphonique ..... G. Hemart 832

Eclairage des salles, systèmes de commande et de mémoire ..... J. Quint 836

Salon International des Composants Electroniques, Paris 1965 846

SUMMARY

The Broadcasting House, Paris

Editorial ..... Cl. MERCIER 637

Preface ..... Gal M. LESCHI 639

I. The Building

Design of Broadcasting House ..... L. CONTURIE 641

The thermal installations ..... B. MANTRAN 649

The electrical power installations ..... H. TESTEMALE 654

Acoustic treatment of studios and concert halls ..... R. LAMORAL 666

II. The Installations

The operational problems ..... R. CLOUARD 671

The audio frequency equipment ..... L. CHATENAY 689

The studio machines ..... R. BUFFARD 700

The electroacoustic equipment ..... A. BRION 711

The equipment in the audience studios ..... P. LANTERI, P. MACHUEL 722

The connections and switching ..... Ch. TOUZEAU 733

The video equipment, Television control, projection rooms ..... P. PIAT 746

The stereophony ..... R. CONDAMINES 759

III. The novel industrial-style solutions

Operation of the thermodynamic central station ..... J.A. MALLET 762

General cabling and distribution circuits ..... J. AUBERT, G. BRATEAU 775

Broadcast program semi-automatic switching installation ... R. SCHRAMBACH 781

General audio-frequency installation ..... R. CARLIER 793

Auxiliary equipment, design and manufacture ..... G. COUSIN 798

Desks for sound control ..... M. ROULEAU, M. BOURGUIGNON 804

Telephone exchange ..... J. MIGEON 814

Two-channel amplified telephone network A. GIRINSKY, F. LEPRINCE, P. CAMBOIS 822

Transistorised loudspeaker unit ..... J. LÉON, Y. DRAPIER, L. OPPICI 826

Telephonic insertion equipment ..... G. HEMART 832

Studio lighting control and memory systems ..... L.J. QUINT 836

International Exhibition of Electronic Components, Paris 1965 846

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DANZIN	M. Ch. LOYEN
6	Propagation des ondes	M. J. VOGE	M. DU CASTEL
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la **S.F.E.R.**, C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux .	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette revue est *l'Onde Electrique*.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

CONCEPTION DE LA MAISON DE L'ORTF, par L. CONTURIE, *Ingénieur Général des Télécommunications*, L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 641 à 648).

Après avoir exposé les motifs qui ont conduit à concevoir une Maison de l'ORTF orientée principalement sur les besoins de la Radiodiffusion au moment où la Télévision est en plein essor, l'auteur énumère les impératifs techniques et fonctionnels qui ont orienté l'ensemble du projet.

Il décrit ensuite sommairement les dispositions architecturales qui ont permis d'obtenir en plein Paris l'isolement acoustique indispensable aux prises de son de productions artistiques de haute qualité.

LES INSTALLATIONS THERMIQUES, par B. MANTRAN, *Ingénieur à l'ORTF*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 649 à 653).

Après avoir défini les principes généraux des installations thermiques nécessaires au fonctionnement des différents services installés à la Maison de l'ORTF, l'auteur indique les raisons qui ont conduit à prévoir un système de compresseurs fonctionnant suivant les besoins en machines frigorifiques, en thermo-frigopompes ou en pompes de chaleur.

Il indique ensuite sommairement le principe du dispositif de régulation adopté.

L'ÉQUIPEMENT D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE, par H. TESTEMALE, *Ingénieur en chef des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 654 à 665).

L'alimentation en énergie électrique de la Maison de l'ORTF présente des exigences assez exceptionnelles en raison de l'importance des installations et de la diversité des activités qui s'y trouvent représentées. Certaines fonctions, comme la diffusion des programmes de radiodiffusion exigent une continuité sans défaillance du service alors que d'autres comme les salles de spectacles, impliquent des pointes de consommation très importantes.

L'auteur expose les mesures qui ont été prises pour satisfaire les divers besoins exprimés et leur assurer l'autonomie indispensable dans le cadre d'un ensemble aussi économique que possible. Il décrit l'ensemble des installations d'énergie en montrant l'incidence des mesures de sécurité (sécurité de fonctionnement et sécurité des personnes) sur l'importance des équipements mis en œuvre.

TRAITEMENT ACOUSTIQUE DES STUDIOS ET DES GRANDES SALLES, par R. LAMORAL, *Ingénieur en chef à l'ORTF*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 666 à 670).

La Maison de l'ORTF comprend une soixantaine de studios dont cinq grandes salles. Les deux plus grands ont été étudiés par la méthode des maquettes tridimensionnelles avec envoi d'impulsions ultra-sonores; par ce procédé on obtient une forme favorable avec le minimum de risques d'erreurs, ce qui laisse ensuite les mains libres pour la disposition des matériaux acoustiques nécessaires à l'obtention d'un temps de réverbération adéquat. De nombreuses figures et photographies montrent le dispositif d'étude sur maquettes et les revêtements acoustiques de quelques studios.

LES PROBLÈMES D'EXPLOITATION, par R. CLOUARD, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur en Chef des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 671 à 688).

La Maison de la Radio, conçue pour regrouper les moyens de production fixes de l'Office de Radiodiffusion Télévision Française, assure par semaine la production de 530 heures d'émissions métropolitaines, 200 d'émissions ondes courtes et 250 heures d'émissions destinées aux Echanges Internationaux ; ces émissions sont artistiques ou d'information.

Prise de son et enregistrement se font dans l'un des 55 blocs studios dont on analyse les éléments principaux en soulignant les problèmes particuliers des 6 salles publiques.

La diffusion se fait ou est commandée par des blocs programmes qui assurent la continuité du programme, tout en organisant les « décrochages » des émissions locales et régionales.

Participant à ces opérations classiques, le « duplex » est un type d'exploitation très développé et qui présente des variantes intéressantes.

Le C.D.M. organise l'ensemble des liaisons du réseau. L'élément de commutation est automatique, mais une présélection manuelle empêche d'arriver à des dispositifs pléthoriques et inutiles.

L'article se termine sur les solutions données au problème de la stéréophonie sans gaspiller, dès maintenant, des possibilités excessives et ne pas fermer la porte à une extension qui apparait assurée.

LES MATÉRIELS BASSE-FRÉQUENCE, par L. CHATENAY, *Ingénieur en Chef des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 689 à 699).

L'équipement basse-fréquence de la Maison de l'ORTF à Paris comprend un ensemble d'installations très diversifiées par leurs fonctions et leur situation dans l'immeuble. Une normalisation à la fois souple et étendue était nécessaire pour permettre une réalisation industrielle des matériels. Dans une première partie de l'article, les options qui ont conduit à la conception des principaux matériels d'amplification sont exposées. La deuxième partie est une description succincte des matériels d'installations qui les complètent.

LES MACHINES DE STUDIO, par R. BUFFARD, *Ingénieur en Chef des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 700 à 710).

Cet exposé donne les caractéristiques principales des machines équipant les « cabines-son » de la Maison de l'ORTF, en insistant sur les particularités des tourne-disques et des magnétophones qui utilisent des bandes magnétiques améliorées et une norme d'enregistrement plus favorable que l'ancienne norme C.C.I.R., permettront d'excellents enregistrements à la vitesse 19 cm/s.

Des versions stéréophoniques de ces machines équipent les studios où sera mise en œuvre cette forme nouvelle de l'art radiophonique. On décrit également une machine originale capable de fournir, sans aucune manipulation, la lecture de cinq indicatifs de courte durée enregistrés sur des bobines magnétiques sans fin.

En conclusion, on essaie de prévoir l'évolution de cet équipement dans les dix prochaines années.

LES ÉQUIPEMENTS ÉLECTROACOUSTIQUES, par A. BRION, *Ingénieur en Chef des Télécommunications à l'ORTF*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 711 à 721).

Après avoir rappelé brièvement les principes essentiels qui ont conditionné l'élaboration des équipements électroacoustiques de la Maison de l'ORTF, l'auteur expose dans une première partie les fonctions auxquelles doit satisfaire un équipement optimal et analyse les chaînes d'organes affectées à ces fonctions.

La deuxième partie a pour objet la description de l'équipement type et des divers cas d'exploitation.

Enfin les caractéristiques particulières des principales catégories d'équipement sont examinées dans une dernière partie.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE OPERATIONAL PROBLEMS, by R. CLOUARD, *formely of the Ecole Polytechnique, Chief Engineer, Telecommunications.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 671 to 688).

Broadcasting House was designed to bring together all the static production ressources of ORTF.

The production represents : 530 hours of domestic transmissions, 200 hours of shortwave transmissions, 250 hours of transmissions directed to International Exchanges per week.

These transmissions are either of programmes or of news.

Among the various tasks to be dealt with are : sound pick-up, recording, editing, distribution and copying.

Sound pick-up and recording occur in one of 55 studio areas, and the principal elements of these are analysed with emphasis on the special problems of the 6 audience studios.

Distribution is arranged according to need by programme units which ensure the continuity of the programme while providing for opting out on local and regional transmissions.

Duplex operation is a highly developed ingredient of these operations and has some interesting variants.

The Main Dispatching Centre organises all the connections to the network. The switching operation is automatic but a manual pre-selector arrangement avoids the provision of excessive and useless facilities.

Before concluding with a few comments on the virtues of such a building, a little attention is given to the arrangements provided for stereophony which are such as to leave the door open for this impending development without making prodigal provision at the present time and for TV who uses three studios for video transmission and two for post synchronisation.

AUDIO FREQUENCY EQUIPMENT, by L. CHATENAY, *Chief Engineer, Telecommunications.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 689 to 699).

Audio frequency equipment in the Paris Broadcasting House is assembled in many separate installations widely different in function and in their place in the building. Flexible and wide-range standardization was necessary for the practical production of the equipment.

The first part of this paper is concerned with the needs which govern the design of the principal amplifying equipment. The second part contains a brief description of the practical equipment which meets those needs.

STUDIO MACHINES, by R. BUFFARD, *Chief Engineer, Telecommunications.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 700 to 710).

This account gives the principal characteristics of the machines used in the sound cubicles of Broadcasting House, calling attention to special features of the turntables and the tape machines, the latter using improved magnetic tapes and a recording standard better than the former C.C.I.R. standard providing excellent recordings at a speed of 19 cm/s.

Stereophonic versions of these machines are provided in the studios from which this new form of the broadcasting art will operate. There is also an account of a new machine which, without attendance, can play back five short-duration identifying signals recorded on endless magnetic loops.

Finally, there is an attempt to look into the future of this kind of equipment over the next ten years.

ELECTROACOUSTIC EQUIPMENT, by A. BRION, *Chief Engineer, Telecommunications, ORTF.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 711 to 721).

After a brief sketch of the essential principles which have governed the development of the electroacoustic equipments in Broadcasting House, the writer explains in the first part of his paper the functions which the equipment must be capable of performing and describes the chains of items devoted to these functions.

The second part of the paper gives a description of basic equipment and the various ways in which it is used.

In the last part of the paper the specialised characteristics of the principal kinds of equipment are examined.

DESIGN OF BROADCASTING HOUSE, by L. CONTURIE, *Ingénieur Général des Télécommunications.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 641 to 648).

After setting out the reasons which led to the development of a Broadcasting House based mainly on the needs of radio even at a time when television is in full development, the writer describes the technical and functional requirements which shaped the plan.

He then describes briefly the architectural arrangements which have made it possible to achieve, right in the busy heart of Paris, the acoustic isolation essential for high quality sound programme production.

THE THERMAL INSTALLATIONS, by B. MANTRAN, *Engineer, ORTF.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 649 to 653).

After an account of the general principles of the heating installation necessary for the operation of the different services installed in Broadcasting House for ORTF, the writer explains the reasons which have led to a system of compressors operating according to need either as cooling plant or thermofrigopompes or heat pumps.

He then explains briefly the principle of the regulating equipment used.

ELECTRICAL POWER INSTALLATIONS, by H. TESTEMALE, *Chief Engineer Telecommunications.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 654 to 665).

The supply of electrical energy to Broadcasting House is a substantial undertaking because of the size of the installations and the variety of the activities which are represented there. Certain operations, such as the distribution of broadcasting programmes, demand failure-free service while others, such as the audience studios, involve very heavy loads.

The writer explains the steps which have been taken to meet the various needs described and to provide the self-running characteristics necessary within an installation which is to run as economically as possible. He describes the complete power installations, calling attention to the influence of safety precautions (safety for operations and for staff) on the size of the equipment.

ACOUSTIC TREATMENT OF STUDIOS AND CONCERT HALLS, by R. LAMORAL, *Chief Engineer, ORTF.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 666 to 670).

Broadcasting House contains some sixty studios, of which five are very large. The two largest have been studied by three-dimensional models using ultrasonic pulses. By this process one can arrive at suitable proportions for the studios with the minimum risk of error and then be free to dispose the acoustic material necessary to obtain a suitable reverberation time. Numerous diagrams and photographs show the model test arrangement and the acoustic treatment of various studios.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

LES ÉQUIPEMENTS DES SALLES PUBLIQUES, par P. LANTERI et P. MACHUEL, *Ingénieurs des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 722 à 732).

La Maison de l'ORTF contient six salles prévues pour recevoir du public. Quatre d'entre elles ont reçu un équipement spécialement adapté à la prise de son et à l'enregistrement des grandes formations orchestrales. Les deux dernières sont, l'une un théâtre, l'autre un studio de Télévision conçues toutes deux pour une exploitation mixte Radio-Télévision. Le lecteur trouvera dans cet article la description des équipements-types installés dans ces salles ainsi que des nombreux équipements annexes nécessités par l'importance particulière de ces installations.

LES LIAISONS ET LES COMMUTATIONS par Ch. TOUZEAU, *Ingénieur en Chef des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 733 à 745).

Les installations téléphoniques desservant les bureaux, et les commutateurs des modulations basse fréquence des studios de radiodiffusion de la Maison de l'ORTF, se classent parmi les plus importantes réalisations de ce genre actuellement en service; elles peuvent répondre à des pointes de trafic très importantes. Des dispositifs originaux ont été développés pour réduire l'intervention manuelle dans toute la mesure compatible avec les exigences de l'exploitation, et pour concentrer le trafic pendant les heures creuses.

La réalisation, confiée à un seul fournisseur, présente une grande homogénéité. Le volume du matériel utilisé correspond à celui qui serait nécessaire à l'équipement d'un central téléphonique d'une ville de 50 000 habitants.

Les liaisons, réalisées avec le concours de l'Administration des P.T.T., comportent 1 000 circuits avec le réseau téléphonique urbain plus 500 circuits spécialement équilibrés pour la transmission de la modulation basse fréquence et 4 paires concentriques pour la transmission des signaux video de télévision vers les réseaux de communication des Lignes à Grande Distance et des artères hertziennes ORTF.

ÉQUIPEMENTS VIDÉO — RÉGIES TÉLÉVISION — SALLES DE PROJECTION, par P. PIAT, *Ingénieur en Chef des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 746 à 758).

Bien qu'essentiellement destinée à la production radio, la Maison de l'ORTF n'a pas échappé à l'emprise de la Télévision. Trois studios sont équipés pour la prise de vues directes dont un grand studio pour émissions publiques. Un quatrième studio destiné aux concerts permettra une production TV en utilisant les équipements d'un studio voisin.

Une batterie de télécinémas et d'analyseurs de diapositives complète les sources d'images mises à la disposition des studios.

Des salles de projection permettent, soit d'enrichir le spectacle de la salle publique, soit de présenter aux autorités de contrôle les émissions proposées.

La production TV de la Maison de l'ORTF transite par un centre vidéo qui est en liaison avec les cabines de programme situées rue Cognacq-Jay. L'article décrit les installations réalisées ainsi que certaines particularités des matériels.

LA STÉRÉOPHONIE, par R. CONDAMINES, *Chef du Laboratoire d'Acoustique de l'ORTF*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 759 à 761).

L'auteur passe rapidement en revue les conditions particulières que doivent satisfaire les installations pour permettre une exploitation stéréophonique. Il indique les mesures qui ont été prises à cet effet dans le traitement acoustique des studios, l'implantation des matériels et la constitution des équipements.

RÉGULATION DE LA CENTRALE THERMODYNAMIQUE, par J.A. MALLET. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 762 à 774).

La Centrale Frigorifique et Calorifique de l'installation de climatisation présente la particularité de combiner une machine frigorifique et une pompe de chaleur.

Le dispositif se ramène à une machine thermique pouvant disposer de quatre sources de chaleur, deux froides et deux chaudes, deux utilisées directement à l'intérieur du bâtiment à climatiser et deux destinées à évacuer à l'extérieur un excédent éventuel de frigories ou de calories.

L'automatisme de l'ensemble est extrêmement poussé, l'orientation des compresseurs vers l'une ou l'autre des différentes sources de chaleur est effectuée automatiquement en fonction de l'importance respective des besoins.

Un tel mode de fonctionnement n'a été rendu possible que par un certain équilibre entre les puissances frigorifiques et calorifiques mises en jeu, propre au bilan thermique de la Maison de la Radio.

Il est permis de penser que d'autres applications pourront se présenter dans l'avenir avec le développement des techniques architecturales modernes.

CABLAGES GÉNÉRAUX ET RÉPARTITEURS, par J. AUBERT et G. BRATEAU, *Ingénieurs de la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 775 à 780).

Après avoir montré l'importance des câblages intérieurs de la Maison de l'ORTF, les auteurs énumèrent les problèmes techniques particuliers posés par les liaisons à réaliser et leurs conséquences sur la constitution des câbles employés.

Ils décrivent ensuite la technique de câblage utilisée, le mode de répartition et de division des câbles.

La description d'un modèle de réglette de répartition établi spécialement à l'occasion de cette installation est donnée en fin d'article.

COMMUTATEURS SEMI-AUTOMATIQUES DE MODULATIONS, par M. R. SCHRAMBACH, *Ingénieur à la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 781 à 792).

Après avoir exposé les raisons ayant incité l'ORTF à porter son choix sur le matériel téléphonique PENTACONTA, *avec multisélecteurs à barres croisées, pour réaliser la commutation des modulations, l'auteur rappelle sommairement le fonctionnement de ce matériel.*

Il indique les précautions particulières prises pour l'emploi, le câblage et le raccordement des cadres de multisélecteurs standards, afin que leur utilisation, pour la commutation des modulations, permette d'obtenir les meilleures conditions de diaphonie et d'affaiblissement.

Il décrit ensuite : les commutateurs semi-automatiques, leurs positions de commande et l'exploitation détaillée de ces dernières ; les dispositifs d'identification des sources de modulation et des lignes de départ par les opérateurs et le contrôle des modulations ; le commutateur de distribution d'écoute, ses possibilités et son fonctionnement.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

OPERATION OF THE THERMODYNAMIC CENTRAL STATION, by J.A. MALLET. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 762 to 774).

The central refrigerating and heating station of the air-conditioning plant of the « Maison de la Radio », in Paris, presents the special feature of combining the operation of a refrigerating machine and a heat pump.

The system is made up of a thermal machine which can have four heat sources, two cold and two warm ones, two used directly inside the building to be air-conditioned, and two for discharging a possible excess of heat or cold outside.

The whole system is highly automatised, the supply of the compressors by one or another of the various heat sources being completely automatic in terms of the respective significance of cooling and heating requirements.

Such an operating process was made possible by a certain balance between cooling and heating capacities, unique to the heat balance system of the « Maison de la Radio ».

It is however not out of the question that other applications may arise in the future with the development of modern architectural techniques.

GENERAL CABLING AND DISTRIBUTION CIRCUITS, by J. AUBERT and G. BRATEAU, *Engineers, Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 775 to 780).

After discussing the complexity of the interior cabling at Broadcasting House, the writers list the special technical problems which arise from the connections which have to be made and their effects on the make-up of the cabling which is used.

They then describe the cabling technique which has been used, the distribution method, and the division of the cables.

At the end of the article a description is given of a distribution block specially developed for this installation.

BROADCAST PROGRAMME SEMI-AUTOMATIC SWITCHING INSTALLATION, by M. R. SCHRAMBACH, *Engineer, Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques*. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 781 to 792).

After discussing the reasons which led ORTF (French national radio and television services) to choose Crossbar PENTACONTA telephone equipment for the purpose of broadcast programme switching, the writer briefly sketches the operation of the PENTACONTA multi-selector.

He shows that the special precautions taken over the application, the wiring and the connection of frames of standard multi-selectors, as well as their use for broadcast programme switching, have allowed the best cross-talk conditions to be obtained.

The writer then describes the different parts of the semi-automatic switching installation and their control positions, the use in detail of the control positions, the identification devices for the programme sources and for the outgoing circuits and the monitoring of the programmes, the listening audio distribution switching equipment, its capabilities and its operation.

EQUIPMENT IN THE AUDIENCE STUDIOS, by P. LANTERI, and P. MACHUEL, *Telecommunications Engineers*. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 722 to 732).

Broadcasting House contains six major audience studios. Four among them have been supplied with equipment specially developed for sound pick-up and recording in relation to large orchestral formations. The other two, one of them a theatre and the other one a television studio, are both designed for mixed radio and television use. The reader will find in this article a description of the basic equipment installed in these studios and of ancillary equipment made necessary by the special importance of these installations.

CONNECTIONS AND SWITCHING, by Ch. TOUZEAU, *Chief Engineer, Telecommunications*. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 733 to 745).

The telephone installations serving the offices, and audio frequency switching circuits in the broadcasting studios of Broadcasting House are among the most substantial designs of this kind at present in service. New equipment has been developed to reduce manual intervention to the extent compatible with operational requirements and to concentrate the traffic during peak hours.

The amount of equipment used corresponds to that which would be necessary for the equipment of a telephone exchange in a town of 50,000 people.

The connections, provided with the co-operation of the P.T.T. Administration, include 1,000 lines to the city telephone network plus 500 specially balanced circuits for the transmission of audio frequency signals and four concentric pairs for the transmission of vision signals to the long-distance communications network and to the ORTF radio-link services.

VIDEO EQUIPMENT — TELEVISION CONTROL — PROJECTION ROOMS, by P. PIAT, *Chief Engineer, Telecommunications*. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 746 to 758).

Although basically intended for the production of sound radio, Broadcasting House has not escaped the impact of television. Three studios are equipped for the direct transmission of pictures, of which one is a large studio for public programmes. A fourth studio, intended for concerts, can handle television production using the equipment of a neighbouring studio.

A battery of telecines and slide projectors completes the picture sources available in the studios.

Projection rooms allow either the embellishment of the performance in the audience studios or the showing of proposed programmes for checking purposes.

A television production in Broadcasting House goes through a video centre which is connected with the programme continuity situated in the rue Cognacq-Jay. This article describes the installations which have been provided, and certain special features of the equipment.

STEREOPHONY, by R. CONDAMINES, *Chief of the Acoustic Laboratory, ORTF*. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 759 to 761).

The writer makes a rapid review of the special conditions which must be met by installations which are to be used for stereophony. He indicates the steps which have been taken for this purpose in the acoustic treatment of the studios, the disposition of the units and the making up of the equipment.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (fin)

INSTALLATION GÉNÉRALE BASSE-FRÉQUENCE, par R. CARLIER, *Ingénieur en Chef à ALCATEL (Sté Alsacienne de Constructions Atomiques de Télécommunications et d'Electronique)*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 793 à 797).

La Maison de la Radio de Paris comporte 25 types de studios dont les schémas de principe ont été définis par les Services Techniques de l'ORTF.

Le problème de l'Installateur général était de réaliser ces 25 schémas au moyen d'un nombre aussi réduit que possible de types de pupitres de prise de son, « cœur » des studios de Radiodiffusion. Ce nombre a pu être ramené à 5, grâce à un travail de superposition de schémas.

Chaque type de pupitre permet de réaliser plusieurs types de studios au moyen de blocs permutables. De ce fait, la fabrication et les contrôles de matériels en usine ont pu être industrialisés, tandis que les câblages en studios restaient individualisés.

Les équipes d'installation ont eu à exécuter leur travail d'après 25 schémas différents, sans compter les variantes dues à la disposition des locaux, au nombre de micros, de lecteurs, etc. et sans parler des deux types de blocs-programmes et du C.D.M.

Pour donner une idée de l'importance de l'installation, citons seulement les 163 000 h de travail et les 104 km de câbles mono et multipaires qui ont été nécessaires.

ÉQUIPEMENTS AUXILIAIRES - ÉTUDE ET RÉALISATIONS, par G. COUSIN, *Ingénieur à la SAF (Société Artistique Française)*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 798 à 803).

L'auteur rend compte de l'importance et de la diversité des matériels et des installations des équipements auxiliaires de la Maison de la Radio.

Il nous fait part des problèmes posés par l'étude d'ensembles complexes comme les Ateliers de Copie sur bande magnétique.

D'autres équipements ont posé des problèmes de réalisation, tels que les « multiplex » qui font l'objet du chapitre suivant.

PUPITRES POUR CONSOLES DE PRISE DE SON, par M. ROULEAU et M. BOURGUIGNON, *Ingénieurs à la Compagnie Industrielle des Télécommunications*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 804 à 813).

Les pupitres des consoles de prise de son comportent chacun des organes et des circuits de commande propres à leurs fonctions respectives suivant qu'ils sont affectés à des studios d'information, cabines de programme, salles publiques, etc.

Dans l'équipement des maisons de la Radio de Paris, le nombre important de pupitres utilisés (71) et la diversité des cas d'exploitation prévus ont rendu nécessaire l'étude de la normalisation des câblages afin de grouper l'ensemble en un nombre réduit de types.

Les auteurs montrent la complexité du problème qu'il a fallu résoudre pour rendre industrielle la fabrication de ces matériels, et la nécessité qui s'est imposée d'étudier un appareillage de contrôle permettant la vérification automatique des 1 500 circuits environ que comporte chaque pupitre.

Les auteurs exposent également comment a été conçu et réalisé cet appareillage basé sur l'emploi des commutateurs rotatifs du type téléphonique.

CENTRAL TÉLÉPHONIQUE, par J. MIGEON, *Ingénieur en Chef à la Direction des Télécommunications de Paris*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 814 à 821).

Le central téléphonique de la Maison de l'ORTF, avec sa capacité de 2 000 postes intérieurs, constitue l'une des plus importantes installations téléphoniques d'abonnés en service en France, où il est le seul à disposer de la « sélection directe des postes à l'arrivée », c'est-à-dire que les postes intérieurs peuvent être atteints directement à partir d'un poste d'abonné extérieur quelconque en composant un numéro à 7 chiffres, sans intervention des opératrices de l'immeuble. Les positions directrices sont équipées sans fiches ni jacks.

On donne quelques détails sur les avantages et les sujétions diverses de la sélection directe à l'arrivée, qui peut constituer une solution intéressante dans certains cas particuliers.

RÉSEAU DE TÉLÉPHONIE AMPLIFIÉE A DEUX CANAUX, par A. GIRINSKY, F. LEPRINCE et P. CAMBOIS, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques*. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 822 à 825).

L'installation de téléphonie amplifiée à deux canaux de la Maison de l'ORTF est formée par des postes à haut-parleurs groupés en deux réseaux qui peuvent, sous certaines conditions, entrer en communication entre eux. Suivant les cas, la liaison entre deux postes est établie soit par bouton-poussoir, soit au cadran, à l'aide d'un autocommutateur à barres-croisées « Pentaconta ».

La conversation s'effectue par micro et haut-parleur sans bouton « Ecoute-Parole », laissant l'opérateur libre de ses mouvements. Les postes, entièrement transistorisés, assurent une liaison de haute qualité grâce aux amplificateurs à large bande passante (200 - 10 000 Hz), à faible bruit, munis de microphones et haut-parleurs spécialement sélectionnés.

MEUBLE RÉCEPTEUR D'ÉCOUTE A TRANSISTORS, par J. LÉON, *Directeur Général de la Société* ELIPSON ; Y. DRAPIER et L. OPPICI *de la Société L.G.T.* L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 826 à 831).

Le meuble récepteur d'écoute à transistors utilisé à la Maison de l'ORTF pour le contrôle des émissions dans les services de production, offre une solution originale d'utilisation maximale de l'espace disponible pour ce genre de matériel. Les auteurs décrivent le système acoustique adopté et donnent les caractéristiques de l'amplificateur et de l'ensemble qui atteint, sous un volume réduit, des performances électroacoustiques assez remarquables.

DISPOSITIF D'INSERTION TÉLÉPHONIQUE, par G. HEMART, *Ingénieur au Laboratoire Industriel d'Electronique Edouard Belin*. L'Onde Electrique de juin 1965, pages 832 à 835).

Après avoir décrit brièvement le principe de l'appareil, et comparé tout d'abord les avantages par rapport aux différents systèmes permettant de réaliser cette opération, l'auteur indique le principe d'utilisation et donne quelques indications concernant son fonctionnement.

ÉCLAIRAGE DES SALLES, SYSTÈMES DE COMMANDE ET DE MÉMOIRE, par J. QUINT, *Ingénieur en Chef*, SOFAIR-A.D.B. L'Onde Electrique de juin 1965 (pages 842 à 845).

Pour commander les circuits d'éclairage des grandes salles de la Maison de la Radio, on a utilisé des méthodes basées sur l'emploi d'amplificateurs magnétiques.

Leurs performances et les ressources des pupitres de commande ont été adaptées aux applications exigées par les différentes salles.

On donne des détails sur l'installation du studio TV 101 et de la salle de théâtre 102.

SUMMARIES OF THE PAPERS (the end)

TELEPHONE EXCHANGE, by J. MIGEON, *Chief Engineer Directorate of Telecommunications, Paris.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 814 to 821).

The telephone exchange in Broadcasting House, with its capacity of 2,000 internal extensions, is one of the most important subscriber's telephone systems in service in France and the only one in this country using the system of direct dialling between caller and subscriber. That is to say, the internal instruments can be reached directly from any external subscriber's installation by dialling a number of 7 figures without the intervention of switchboard operators. The control positions are cordless. Details are given about the advantages and consequences of direct dialling, which may provide a useful solution in certain special circumstances.

TWO-CHANNEL AMPLIFIED TELEPHONE NETWORK, by A. GIRINSKY, F. LEPRINCE and P. CAMBOIS, *Engineers, Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 822 to 825).

The two-channel amplified telephone installation in Broadcasting House is made up of loudspeaker sets grouped into two networks which can, in certain circumstances, inter-communicate.

According to need, the connection between two units is established either by push button or by dial, using Pentaconta crossbar multiswitches.

Conversation is carried out over a microphone-loudspeaker assembly without a « speak/listen » button, so that the operators are unimpeded. The instruments, which are completely transistorised, provide high quality performance with amplifiers having a large bandwidth (200 - 10,000 cycles), and a low noise level is secured by specially selected microphones and loudspeakers.

TRANSISTORISED LOUDSPEAKER UNIT, by J. LÉON, *Director General, Société* ELIPSON, Y. DRAPIER and L. OPPICI, *Société L.G.T.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 826 to 831).

The transistorised loudspeaker unit used in Broadcasting House for the monitoring of programme transmissions offers a novel solution for the maximum utilisation of the available space for this kind of equipment. The authors describe the acoustic system used and the characteristics of the amplifier and of the assembly as a whole which obtains within a modest volume electroacoustic performance of high quality.

TELEPHONIC INSERTION EQUIPMENT, by G. HEMART, *Engineer at the Laboratoire Industriel d'Electronique Edouard Belin.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 832 to 835).

After a brief description of the principle of this equipment and reference to its advantages over other systems available for this kind of operation, the writer describes the way in which it is used and gives some information about how it works.

STUDIO LIGHTING, CONTROL AND MEMORY SYSTEMS, by J. QUINT, *Chief Engineer* SOFAIR-A.D.B. L'Onde Electrique, June 1965 (pages 842 to 845).

To control the lighting circuits of audience studios in the Broadcasting House, methods based on magnetic amplifiers have been used.

The performance of these amplifiers and the resources of the control desks have been adjusted to the applications required in the different studios.

Various details are given about the installations in Studio TV.101 and the theatre studio 102.

GENERAL LOW FREQUENCY INSTALLATION, by R. CARLIER, *Chief Engineer,* ALCATEL *(Société Alsacienne de Constructions Atomiques de Télécommunications et d'Electronique).* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 793 to 797).

The heart of a broadcasting studio is the Audio control Console, Broadcasting House, Paris, contains 25 types of studio in which the basic circuit arrangements have been decided by the technical services of ORTF.

The problem of the installers has been to provide these 25 kinds of circuits using as small a number as possible of types of Audio control Console. This number has been kept down to 5 as a result of a considerable amount of inter-comparison of the circuits. Each type of desk makes it possible to obtain various types of studio by means of commutable blocks.

In this way the manufacture and the development of the equipment in the factory has been organised on an industrial basis while the wiring within the studio has stayed individual.

The installation crews then had to carry out their work according to 25 different schematics without taking into account the variants arising from the arrangement of the rooms, the number of microphones, consoles, etc., and without taking into account either the two types of programme blocks and the Main Dispatching Centre (C.D.M.).

Among the figures which give some idea of the magnitude of the installation let us quote 163,000 hours of work and the 104 km of cables, single and multipair which have been used.

AUXILIARY EQUIPMENT DESIGN AND MANUFACTURE, by G. COUSIN, *Engineer : SAF (Société Artistique Française).* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 798 to 803).

The writer describes the quantity and variety of units and installations for the auxiliary equipment of Broadcasting House.

He discusses the problems arising in the development of complex assemblies such as the copying workshops for magnetic tape.

Other equipments have produced manufacturing problems such as the Multiplex which is the subject of another paper.

DESKS FOR SOUND CONTROL, by M. ROULEAU and M. BOURGUIGNON, *Engineers, Compagnie Industrielle des Télécommunications.* L'Onde Electrique, June 1965 (pages 804 to 813).

The sound control desks each include units and control circuits appropriate for their separate functions according to the studios with which they are associated.

In the Broadcasting House equipment, the 71 desks used and the variety of the methods of use foreseen, required the development of standardisation for the cabling in order to group the many requirements into a lesser number of types.

The authors show the complexity of the problem which it has been necessary to solve to make the manufacture of these equipments industrially practicable and the necessity which arose to develop a checking equipment for the automatic testing of the 1,500 circuits which each desk includes.

Cl. MERCIER
Directeur de l'Équipement et de l'Exploitation de l'ORTF
Director of Engineering ORTF

ÉDITORIAL

Je remercie l'*Onde Electrique* de sa décision de consacrer un numéro *spécial* bilingue à la description des équipements de la Maison de la Radio et de la Télévision à Paris, dont les qualités sont maintenant sanctionnées par plus d'un an d'exploitation.

L'importance de l'effort, l'heureuse alliance de l'esthétique et des nécessités fonctionnelles, l'originalité de certaines solutions, l'exemple de coopération active entre les entreprises et le Service Public de Radiodiffusion et de Télévision, sont autant de motifs de fierté pour tous ceux qui ont contribué à des titres et à des époques divers à cette œuvre exceptionnelle.

A cette occasion, je tiens à rendre un hommage particulier à celui qui, par sa grande autorité et son enthousiasme inébranlable, a créé les conditions de réussite de l'entreprise : le Général LESCHI, Directeur Général Honoraire de la R.T.F. qui fut pendant 16 ans le responsable des Services Techniques de la R.T.F. Nul mieux que lui n'était plus qualifié pour présenter les articles rédigés par les artisans de cette réalisation, c'est-à-dire ceux qui, pendant de longues années, furent à la fois ses collaborateurs et ses amis.

Que Monsieur CHATENAY, Ingénieur en Chef des Télécommunications qui a bien voulu se charger de dresser le plan de ce numéro spécial, de rechercher les rédacteurs compétents et de coordonner l'ensemble de leurs articles, trouve ici les remerciements qu'il mérite.

EDITORIAL

I am grateful to l'*Onde Electrique* for its decision to devote a special bilingual issue to a description of the installations in Broadcasting House, Paris, which have now been able to show their qualities during more than a year of operation.

All those who have contributed in different ways and at various times to the completion of this unusual achievement can feel proud about it and can feel proud also about the magnitude of the effort, the happy marriage of aesthetics and function, the originality of many methods which have been used, and this whole example of active co-operation between those undertaking the work and the radio and television broadcasting services.

On this occasion I wish particularly to pay tribute to the man who, by this authority and by this inexhaustible enthusiasm, has produced the conditions for the success of this operation, namely General LESCHI, Honorary Director-General of R.T.F. No one more than he is better qualified to introduce these papers written by those concerned with this design, that is to say those who during many years were at the same time his colleagues and his friends.

This is an opportunity to offer deserved and grateful thanks to M. CHATENAY, Engineer in Chief of Telecommunications, who has been kind enough to organise the arrangement of this special edition, to find suitable writers and to co-ordinate their papers as a whole.

le Général M. LESCHI

Directeur Général Honoraire de la FRT, Ancien Directeur des Services Techniques (1947-1963) de la R.T.F., Ancien Président (1951) de la SFER

Honorary Director-General, R.T.F., Former Director of Technical Service (1947-1963), RTF, Former President (1951), SFER.

PRÉFACE

Rien ne pouvait m'être plus agréable que d'accepter l'offre faite par la rédaction de l'*Onde Electrique* de présenter à ses lecteurs les articles consacrés à la Maison de la Radio de Paris, puisque j'ai eu la grande chance et l'insigne honneur de diriger les équipes qui l'ont conçue et réalisée.

On a dit et écrit tant de choses et surtout tant de choses fausses à son sujet, que je suis heureux de pouvoir ici rétablir les faits dans leur simple vérité.

Au lendemain de la Libération, la Radiodiffusion Française, prête à reprendre son essor après quatre années d'obscurité et de misère, rêvait de deux choses : sa maison, son statut. Ce dernier aura attendu 1959, puis 1965 pour voir le jour. La maison a été définie dès 1949 comme devant être à la fois le Siège social de l'entreprise groupant autour de la Direction Générale un nombre de bureaux suffisant pour l'ensemble des services communs Radio et Télévision, et un vaste centre de production et de diffusion sonore. Il était inconcevable que puissent trouver place dans cet édifice un vaste centre de production de télévision et ses locaux industriels annexes.

Ce simple énoncé répond donc aux critiques ayant, selon les circonstances, reproché à la R.T.F. d'avoir vu trop grand ou trop petit, et l'analyse qui suit me paraît devoir justifier le choix qui a été fait.

1) En 1949, la Radiodiffusion sonore avait atteint sa maturité. On connaissait déjà l'enregistrement magnétique, la modulation de fréquence et la stéréophonie. Il était donc logique de grouper dans la mesure du possible ses moyens de production tant artistiques que d'information auprès des services centraux corres-

PREFACE

Nothing could give me greater pleasure than to accept the offer made to me by the editorial staff of l'*Onde Electrique* to introduce to readers the papers and articles concerned with the Paris Broadcasting House because I had the good fortune and the real honour of directing the groups which designed and produced it.

So much has been said — and so much that is incorrect has been said — on this topic, that I am glad to be able to set out here the simple truth of the circumstances.

Immediately after the Liberation, the French Broadcasting Service was ready to spring to life again after four years of shadows and misery and it dreamt of two things, a home and a charter. The latter had to wait to 1959 and then to 1964 to emerge. The home had been defined since 1949 as needing to be at the same time the administrative centre of the organisation with the central direction and a number of offices grouped around it sufficient for all the common services of radio and television together with a vast production and distribution centre for sound broadcasting. It was inconceivable that room could be found in that building for a vast centre of television production with its ancillary workshops.

This simple statement is the answer to those critics who have reproached R.T.F. for having taken either too large a view or too small a view : the analysis which follows seems to me to justify the choice which has been made.

1) In 1949 sound radio had reached maturity. Magnetic recording, frequency modulation and stereophony were already well known. It was logical therefore as far as possible to group together the means of programme and news production close to the corresponding central services. On this basis a number

pondants. On a donc prévu un certain nombre de studios spécialisés dont certains pourraient assurer la prise de son stéréophonique. Toutes les cabines de prise de son seraient équipées de matériels définis selon les normes de qualité modulation de fréquence, et dotées largement de magnétophones à hautes performances.

2) La Télévision était en 1949 à l'état embryonnaire. La R.T.F. possédait le centre de la rue Cognacq-Jay et l'on estimait déjà que, pour le développement de sa production, la Télévision exigerait la construction d'un très grand centre (plusieurs dizaines d'hectares) en dehors de Paris.

On a donc considéré, avec raison je pense :

a) que le centre Cognacq-Jay devait être conservé pour servir ultérieurement de centre de production informations.

b) qu'il y aurait intérêt à trouver dans Paris un centre de production artistique relativement modeste et permettant d'attendre les grandes réalisations en dehors de Paris (d'où l'achat et l'aménagement des Buttes-Chaumont).

c) que certains studios de la Maison de la R.T.F. (en particulier les salles publiques) devaient pouvoir être exploitées tant en Radio sonore qu'en Télévision.

3) Que les locaux industriels (ateliers, magasins, laboratoires, service automobile, reportages) devaient être regroupés au n° 3 *bis* de la rue Jeanne-d'Arc, à Issy-les-Moulineaux.

***

En 1950, la R.T.F. obtint de la Ville de Paris la cession du terrain sur lequel devait être édifiée sa Maison. Elle lança un concours d'architectes sur un programme précis de ses besoins préalablement établi par ses services. Elle reçut 27 projets parmi lesquels une commission, comprenant les plus grands noms de l'architecture française, choisit celui de M. Henry BERNARD, Grand Prix de Rome. Le projet présentait, en effet, de réelles qualités esthétiques et fonctionnelles ; son exécution a demandé plus de 10 ans.

Inaugurée le 14 décembre 1963, par M. le Général de Gaulle, Président de la République Française, la Maison de la Radio de Paris tient une place honorable dans la liste des grandes réalisations nationales de l'après-guerre. Il est à noter que les techniques mises en œuvre pour le bâtiment sont françaises dans leur quasi-totalité et que les matériels qui l'équipent ont été entièrement construits et installés par l'Industrie française sur les cahiers des charges établis par les Services Techniques de la R.T.F.

Cette maison semble répondre correctement au but que s'étaient fixé ses promoteurs et fait grand honneur à tous ceux qui ont participé à sa construction.

Que tous trouvent ici l'expression de ma très grande reconnaissance.

of specialised studios were foreseen of which some could be used for stereophonic production. All the control cubicles would be provided with equipment suitable for the quality standards needed by frequency modulation and provided generously with high quality tape equipment.

2) Television in 1949 was still in a state of development. R.T.F. possessed the premises at rue Cognacq-Jay and it was already becoming obvious that for the development of its production requirements television would require the building of a very large centre (some scores of acres) outside Paris.

It was therefore felt, and, I think, rightly :

a) that the Cognacq-Jay building should be kept to provide in the long run the news production centre ;

b) that it would be valuable to find within Paris a relatively modest programme production centre making it possible to wait for the provision of the larger operation outside Paris (from this springs the purchase and development of Buttes-Chaumont).

c) that some studios at Broadcasting House and in particular the audience studios, ought to be developed for use either in sound radio or in television.

3) The supporting services (workshops, stores, laboratories, garage accommodation) should be re-grouped at the premises in rue Jeanne-d'Arc, Issy-les-Moulineaux.

***

In 1950 R.T.F. obtained from the Paris city authorities the assignment of the ground on which its new headquarters was to be built. An architectural competition was organised based on a schedule of requirements already worked out by the services concerned. 27 entries were received, from among which a commission including the greatest names in French architecture, chose that of M. Henry BERNARD, Grand Prix de Rome. This design had substantial aesthetic and functional attractions : its carrying out has taken more than ten years.

Opened on the 14th December 1963 by General de Gaulle, President of the French Republic, the Paris Broadcasting House has an honourable place in the list of major national post-war developments. It may be remarked that very nearly everything used in the construction of the building is French and that the equipment installed within it has been entirely constructed and put into operation by French industry working to specifications laid down by the Technical Services of R.T.F.

This building is a faithful reflection of the aims which were in the minds of its sponsors and reflects great credit on all those who have taken part in its construction.

I hope that all concerned will accept here the expression of my very grateful thanks.

(Photo ORTF)

LE BATIMENT

THE BUILDING

L. CONTURIE
Ingénieur Général des Télécommunications
General Engineer, Telecommunications

Conception de la maison de l'ORTF

Design of Broadcasting House

Voici maintenant plus d'un an que la Maison de l'ORTF est achevée.

L'architecture originale du bâtiment s'inscrit dans le paysage parisien d'une façon qui paraît être devenue rapidement familière. L'usine à émissions tourne à plein régime. Ayant été responsable de sa réalisation depuis l'origine, je dois aujourd'hui la présenter.

Qu'a-t-on voulu faire en construisant la Maison de l'ORTF ? Comment l'a-t-on construite ?

1. Introduction

On a voulu grouper dans un ensemble rationnellement organisé tous les moyens de production de radiodiffusion sonore qui étaient auparavant dispersés dans Paris et insuffisants en quantité et en qualité. On a voulu créer un ensemble de salles de concert et de salles de spectacles modernes qui, tout en recevant un public, soient conçues et équipées pour la prise de son et pour la prise de vues, c'est-à-dire pour le télé-auditeur et pour le téléspectateur. On a voulu enfin créer un siège social pour l'ORTF et il était temps, sans doute, qu'une activité dont l'insertion dans la vie collective et dans la vie individuelle est devenue d'une importance si évidente, en ait un.

Certains ont pu se demander, de façon un peu hâtive, pourquoi on n'avait pas construit un ensemble comprenant tous les moyens de production de radiodiffusion sonore et tous les moyens de production de télévision. D'autres, de façon un peu légère, pourquoi on avait construit un ensemble de radiodiffusion sonore, le temps de la télévision étant venu.

Broadcasting House was completed more than a year ago.

The striking architecture of the building has made its impact on the Paris scene and now rapidly seems to have become familiar. The programme factory is running at full output. Having been responsible for its design from the beginning, I would now like to explain it.

What was the aim in constructing Broadcasting House ? How has it been built ?

1. Introduction

The wish was to group together in a well organised whole, all the means of sound radio production which up to that time had been spread over Paris in insufficient quantity and insufficient quality. A complex of concert halls and modern audience studios was to be constructed which, although capable of taking an audience, would be designed and equipped for sound and television production, that is to say for the benefit of the remote listener and the remote viewer. A Head Office for ORTF was also wanted and there is no doubt it was time that an activity whose part in the general and private life of the community has become so great should have a headquarters.

Some have asked, a little unreasonably, why we could not have constructed a building containing all the production requirements for sound radio and for television. Others, a bit thoughtlessly, why a home for sound radio has to be built at all in these days of television.

To group together all the production requirements of sound radio and television is not necessary or possible or desirable.

WRH

Grouper tous les moyens de radiodiffusion sonore et de télévision n'est ni nécessaire, ni possible, ni souhaitable :

— Ce n'est pas nécessaire parce que les programmes de radiodiffusion sonore qui sont liés quant à leur conception, à leur nature et à la mise en œuvre des mêmes organes, sont absolument indépendants des programmes de télévision qui ont le même genre de liens entre eux. Les caractéristiques de l'outil de production sont en outre absolument différentes ; pour les uns, ce sont des locaux de volume réduit, équipés de façon fixe, avec des moyens d'enregistrement spécifiques, où la qualité acoustique est l'exigence majeure ; pour les autres, ce sont de très grands volumes, dont l'équipement décors est en mouvement constant, assortis de grands ateliers et de laboratoires de traitement de films. Il n'y a pas plus de raisons de les rassembler que de fabriquer au même endroit des Dauphines et des camions de 10 t.

— Ce n'est pas possible parce que, dans des pays fortement développés comme la France, l'ampleur de la production est telle — quatre programmes continus de radiodiffusion sonore pour la métropole, plusieurs programmes sur ondes courtes pour l'étranger, deux programmes de télévision, bientôt la télévision en couleurs — telle qu'un rassemblement exigerait la disposition de dizaines d'hectares et une prévision divinatoire des développements futurs.

— Ce n'est pas souhaitable, parce que de telles surfaces ne peuvent se trouver, au mieux, qu'à la limite de la grande banlieue et de la campagne (c'est d'ailleurs dans une telle localisation que l'ORTF prépare la réalisation d'un grand centre de tournage de films) ; situer ainsi le siège social de l'ORTF et le plus grand journal de France serait les couper du milieu d'échanges et de contacts permanents dont le cadre urbain est l'expression même ; quant à y placer des salles de concert et de spectacles publics, ce serait un non-sens. Je sais bien qu'un humoriste a écrit qu'il fallait construire les villes à la campagne ; mais lui, du moins, savait qu'il plaisantait.

Envisager d'abandonner la radiodiffusion sonore parce que la télévision est apparue, c'est ignorer :

— que, quinze ans après cette naissance, trois français sur cinq n'ont encore que des récepteurs de radiodiffusion,

— que l'apparition des transistors et des postes sur voiture amène à assurer un service aux auditeurs dans des conditions techniques et économiques que la télévision n'est pas prête à remplir,

— que la desserte des pays d'outre-mer et des pays lointains ne peut se faire qu'en radiodiffusion sur ondes courtes soit parce que, techniquement, un réseau mondial de transmission par satellites n'en est encore qu'à ses prémices, soit parce que beaucoup de ces pays n'ont pas et ne sont pas près d'avoir un large équipement de télévision sur leur territoire,

— qu'enfin, dans la vie moderne, les services désirés s'ajoutent au lieu de se succéder ; c'est dans certaines conditions et à certains moments qu'on écoute la radio, c'est à d'autres conditions et à d'autres moments qu'on regarde la télévision. De même que le téléphone n'a pas remplacé la poste, que l'automobile n'a pas remplacé les chemins de fer, de même l'expérience montre, aux Etats-Unis par exemple, que la télévision ne remplace pas la radiodiffusion sonore.

Encore faut-il souligner que si la Maison de l'ORTF est fondamentalement consacrée à la Radiodiffusion sonore, tous les moyens nécessaires *à la réalisation en public* des émissions télévisées y ont été placés ; trois grandes salles publiques sont ainsi équipées en télévision.

2. Programme

Le programme de construction comprend :

— un siège social d'environ 1 200 bureaux,

— It is not necessary because sound radio programmes, being linked together in concept, in nature and in their common methods of production, are quite separate from television programmes which have the same kind of links between themselves. The characteristic tools of production are completely different. For one, they are rooms of modest volume, furnished with fixed installations and recording arrangements : and acoustic quality is the principal demand. For the other, very large enclosures are needed and the installations within them are in a constant state of change. Associated with them must be major workshops and film processing laboratories. There is no more reason for bringing them into association than there is for making Dauphines and ten-ton lorries in the same place.

— It is not possible because in a highly developed country like France, the total volume of production is such — 4 continuous sound radio programmes for the country itself, many programmes on shortwaves for overseas, 2 television programmes and soon television in colour — that servicing all at the same place would demand the taking over of scores of acres, and a lot of crystal-gazing about future developments.

— It is not desirable because such areas can be found only at the boundary of the suburbs and the country : (it is in such a neighbourhood that ORTF is planning a large film production centre). To put the headquarters of ORTF and the largest news centre of France in such an area would be to cut them off from the atmosphere of interchange and contact of which the city itself is an expression. And as for putting in such a place audience studios for concerts and public events, that would be nonsense. It know that some wit has written that towns ought to be constructed in the country, but he did know that he was joking.

To suggest abandoning sound radio because television has come into being is to forget :

— that 15 years after this new arrival, three out of five in the French population still have only sound radio receivers,

— that the emergence of transistors and car radios has established a need for a service to listeners in technical and economic circumstances which television cannot cope with,

— that overseas countries and remote places can only be serviced by radio, using shortwaves, either because technically a world network of satellite transmission is still only at its very earliest stages or because many of these countries have not and ave not ready to have large television installations in their territory,

— that in modern life desirable facilities add to one another instead of succeeding one another. In certain conditions and at certain times one listens to the radio. In other conditions and at other times one watches television. Just as the telephone has not replaced the postal services, and the motor car has not replaced the railway, so experience shows, in the United States for example, that television does not replace sound radio.

However, it is necessary to emphasise that although Broadcasting House is basically concerned with sound broadcasting, all the arrangements necessary for public television transmissions are available there. Thus, three large public audience studios are equipped for television.

2. The programme

The building programme has included

— a business headquarters of about 1,200 offices,

— five audience studios, of which three are for music and two suitable for television shows,

— 16 programme production studios of various volumes (from 400 to 2,500 cubic metres),

— cinq salles publiques dont trois de musique et deux de spectacles susceptibles d'être télévisés,

— seize studios artistiques de volumes variés (de 400 à 2 500 m³),

— vingt-six studios d'information, d'interview ou de magazine,

— les moyens de montages, d'enchaînement et de distribution aux réseaux d'émetteurs correspondant aux besoins de quatre chaînes métropolitaines, et de douze programmes sur ondes courtes.

Suivant quelles idées directrices a-t-on cherché à le traduire ?

Il faut d'abord bien savoir que ce programme, quantitativement développé, correspond pour l'essentiel à un très grand centre de production, *à une usine de programmes*, et non à un immeuble de bureaux ; ceux-ci ne représentent qu'un cinquième du volume total.

Comme ces bureaux, ne serait-ce que pour constituer un écran contre les bruits de la rue, forment une couronne extérieure, des esprits, imaginant sans doute une série de couronnes concentriques, ont évoqué une Babel administrative, un univers concentrationnaire de Kafka ; mais il n'est guère douteux que les hommes et les femmes qui y vivent, dans des bureaux modernes, clairs (ayant tous une vue dégagée d'au moins cent mètres) et fonctionnellement groupés, regrettent assez peu les entassements, les obscurités, les recoins et les découpages d'infortune des vieux immeubles dont la poésie interne n'est guère goûtée que par ceux dont le bureau est installé dans ce qui fut le grand salon.

2.1. Parti

a) C'est donc en fonction de sa destination d'usine à programmes que la Maison de l'ORTF devait être conçue. C'est pourquoi il faut connaître le « schéma de fabrication » :

L'élément de programme — l'émission — est, avec le concours de journalistes, de comédiens ou de musiciens — réalisé dans un studio de dimension et d'acoustique appropriées ; les sons recueillis sont transformés en modulation électrique, réglés au niveau voulu et enregistrés, dans la majorité des cas, dans une cabine technique de prise de son liée au studio ; l'opérateur de prise de son doit, le plus souvent, ajouter soit en insertion, soit en surimpression *des éléments enregistrés* venant *des collections générales* où ils ont été préalablement choisis par le réalisateur.

Les différents éléments de programmes réalisés doivent être enchaînés, qu'ils soient transmis en direct du studio ou qu'ils soient enregistrés pour transmission différée. Les enchaînements, qui ont pour objet de créer un programme à déroulement continu, doivent se faire avec un alignement qualitatif précis et selon une imbrication d'horaire rigoureuse.

Ce sont des opérations techniques qui s'effectuent dans une cabine de programme où *convergent*, sous quelque forme qu'ils soient, *les éléments de programme*.

Les programmes doivent ensuite être orientés vers les émetteurs ou les assemblages variables d'émetteurs qui les diffuseront ; les opérations de commutation nécessaires s'effectuent en *un lieu unique* véritable dispatching qui porte le nom de Centre Distributeur de Modulation.

Enfin, les enregistrements empruntés et les enregistrements nouveaux réalisés — dans la mesure où il y a lieu de les conserver — reviennent ou vont dans les magasins des collections générales.

On voit que le schéma de fabrication s'organise autour de deux points clés :

— Les collections d'enregistrement *d'où viennent* — sous forme matérielle de disques ou de bandes magnétiques —

— 26 studios for news, interviews, or magazines.

— the means of assembling and distributing programmes to a network of transmitters serving 4 chains within the country and a dozen programmes on shortwaves.

It may then be asked what guiding principles have been followed in meeting this need.

It is first of all necessary to recognise that the requirements, in terms of quantities, call basically for *a programme factory* and not an office centre, which latter represents only a fifth of the total volume.

Since these offices, if only to screen off the street noises, form an external crescent, some bright spirits, visualising no doubt a series of concentric crescents, have talked about an administrative Babel, or the crowded world of Kafka. It is doubtful, however, whether the men and the women who work in these modern well-lit offices, all of them having an uncluttered view of at least 100 yards and functionnaly grouped, really miss the overcrowding, the gloominess, the nooks and crannies, and the unhappy muddle of old office buildings whose romantic qualities are scarcely appreciated except by those whose office is in the board-room.

2.1. Purpose

a) It is, then, as a programme factory that Broadcasting House has to be thought of. That is why it is necessary to know the « manufacturing process ».

The programme — the transmission — is put together in a studio of appropriate size and acoustics with the help of writers, artists and musicians. The sounds picked up are changed into electrical signals, and controlled for level, and very often recorded, in a technical sound control cubicle associated with the studio. The sound control operator must often add, as an insertion or as a superimposition, items coming from a *recorded programmes library* where they were earlier chosen by the producer.

The various pieces of produced programme must be linked together in sequence, whether they are going to be transmitted live from the studio or whether they are going to be recorded for later transmission. This linking-up, the object of which is to create a smoothly-running programme, must be accomplished with accurate alignment in terms of quality and according to rigorous timekeeping requirements.

These are the technical operations which occur in a programme continuity and here the *various elements of the programme*, whatever they may be, *come together*.

The programme must then be distributed to the transmitters or groups of transmitters which will radiate them. The necessary switching operations occur in *an area* called the Main Dispatching Centre (C.D.M.).

Finally, the recordings used, and newly produced recordings (according to the extent to which it is intended to keep them), move to and fro in relation to the storage shelves of the general recording libraries.

It will be seen that the manufacturing process is organised around two key points :

— The recording libraries *from which come* in a physical form disks or magnetic tapes and *to which returns*, possibly enlarged, all the material exterior to the studio operation ;

— The programme continuity cubicles and the Main Dispatching Centre where all the elements of the programme *come together* for distribution.

If one tries, as it is appropriate because a substantial traffic occurs between them, to bring these two key points together, the shape immediately appearing to meet the needs of the manufacturing process *is a central core with studios distributed around*

et où retournent, éventuellement augmentés, tous les éléments extérieurs utiles au studio,

— Les cabines de programmes et le centre distributeur de modulation *où convergent*, pour être diffusés, tous les éléments de programme.

Si l'on cherche, comme il convient, puisqu'une importante circulation d'enregistrements se fait entre eux, à donner à ces deux points clés une même localisation, la traduction immédiate du schéma de fabrication est : *un noyau central, des studios répartis autour de ce noyau* et ayant avec lui des communications aussi courtes et aussi commodes que possible.

b) L'isolation contre le bruit est évidemment un impératif fondamental de bonne fabrication.

Cette isolation des studios doit être réalisée par rapport à l'extérieur, par rapport au reste du bâtiment et entre les studios eux-mêmes (ce qui est, d'ailleurs, le plus difficile).

Il convient donc que le parti même procure cette isolation ou facilite la mise en œuvre systématique et sûre de moyens technologiques qui l'assurent.

2.1.1. *Idées directrices*

Les idées directrices qui ont inspiré le parti sont :

En fonction du premier point ci-dessus (circulation) :

1) Placer les collections d'enregistrement au cœur de l'ensemble où on peut les consulter, les écouter et les emporter, ainsi que la centrale technique (cabines de programme et centre distributeur de modulation) : *idée de noyau central.*

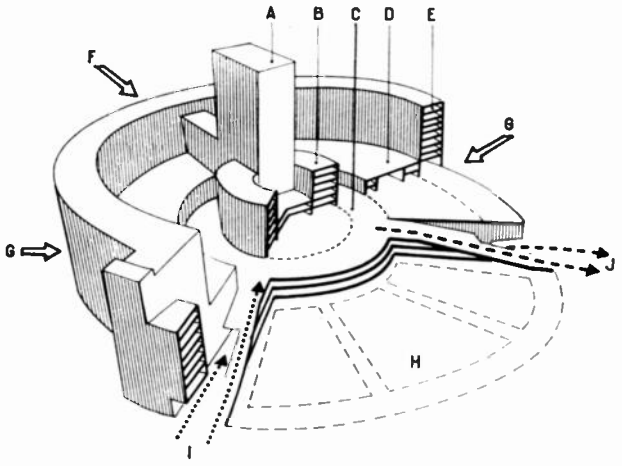


FIG. 1.

A	Tour des collections	A	Library tower
B	Techniciens	B	Technicians
C	Cour annulaire	C	Annular courtyard
D	Studios	D	Studios
E	Bureaux	E	Offices
F	Entrée des techniciens	F	Technicians entrance
G	Entrée des artistes	G	Performers' entrance
H	Salles publiques	H	Audience studios
I	Entrée des voitures	I	Entrance for cars
J	Sortie des voitures	J	Exit for cars

2) Prévoir très largement les zones de collections en prévision d'une extension quantitative importante, tout en maintenant une localisation centrale et une circulation rapide : *idée d'une tour centrale* élevée comportant plusieurs niveaux de réserve.

3) Procurer à tous les studios la même commodité et la même brièveté de communication avec le noyau central, tout en

it and having routes of communication which are as short and convenient as possible.

b) Insulation against noise is obviously a fundamental requirement of good construction.

The sound insulation of the studios has to be obtained : in relationship to the exterior world, in relationship to the rest of the building, between the studios themselves (which is indeed the most difficult).

It is therefore necessary that the plan either itself provides this insulation or makes easy the systematic and positive application of technical measures which will assure it.

2.1.1. *The governing principles*

The governing principles arising from the purpose of the building are :

In relationship to the first point above :

1) To place at the centre of whole structure the recording libraries (so kept together that one can consult them, listen to recordings or take them away), and the technical nucleus formed by the programme continuities and the Main Dispatching Centre. *This is the idea of a central core.*

2) To make generous forward provision in the library areas for substantial expansion while keeping a central location and ease of communication. From this comes the *idea of a central tower*, a structure including several reserve levels.

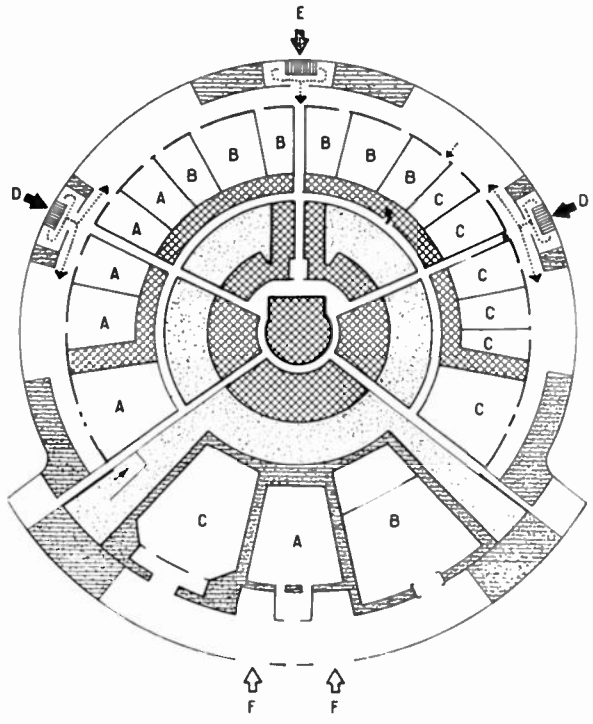


FIG. 2. — Accès aux studios et aux salles publiques.
— Access to the studios and concert halls.

A	Musique	A	Music
B	Théâtre	B	Drama
C	Variétés	C	Variety
D	Artistes	D	Performers
E	Techniciens	E	Technicians
F	Public	F	Public

leur donnant une forme trapézoïdale souhaitable pour l'acoustique : *idée d'une disposition circulaire*, idée qui ne se trouve poussée jusqu'au bout que parce que le nombre de studios est très grand.

En fonction du second point ci-dessus (acoustique) :

4) Protéger les studios des bruits de la rue par un écran continu : *idée d'une couronne extérieure* de bureaux et de foyers,

5) Séparer entièrement les studios du reste des structures de façon à les construire indépendamment de celles-ci : *idée d'une couronne basse intermédiaire*, simple abri commun pour les studios.

6) Construire les studios sous cet abri en structures autonomes très fortement isolées les unes des autres : *idée d'une distribution en alvéoles.*

3) To provide for all the studios the same convenience and rapidity of communication with the central core while giving them a trapezoidal form desirable for acoustic reasons. From this comes the *idea for a circular arrangement :* the idea cannot be pushed right to the limit because the number of studios is very large.

In relationship to the second point above :

4) To protect the studios from street noises by a continuous screen. This produces the *idea of an external crescent* of offices and foyers.

5) To separate the studios entirely from the rest of the structure to the point of making them independent of it. From this comes the *idea of a low intermediate crescent*, providing straightforward shelter for the studios.

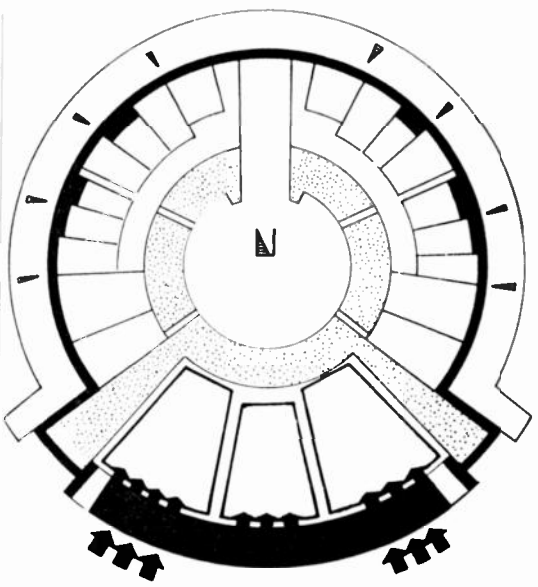


FIG. 3. — Circulation du public et des visiteurs.
— Circulation of public and of visitors.

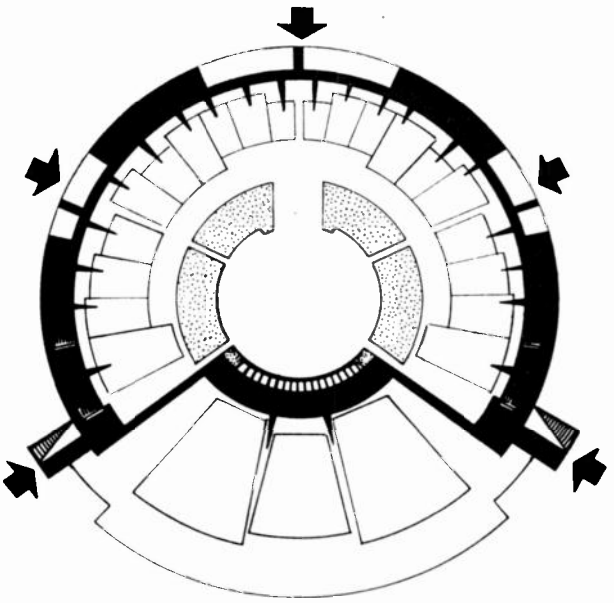


FIG. 4. — Circulation des artistes.
— Circulation of performers.

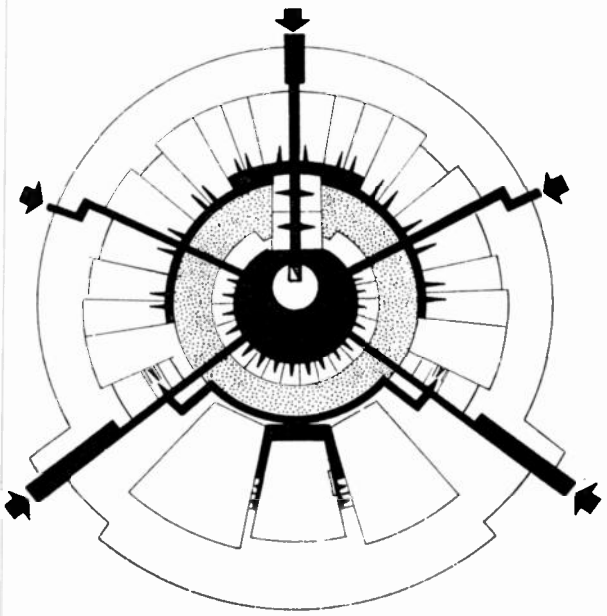


FIG. 5. — Circulation des techniciens.
— Circulation of technicians.

6) To construct the studios within this shelter in individual units very effectively isolated from each other. Hence the *idea of distribution in cellular form.*

Additionally :

7) To make a very clear separation between the areas corresponding to different activities :

— the areas of public reception and access to the large audience studios,

— the studio reception and access areas for the artists,

— the news working area,

— the circulation area for the work of technical staff,

— the working area for the office staff.

8) Finally, to interweave the news studios (small studios of 50 to 60 cubic metres) with the working news areas, an arrangement which is essential for the news operation. This implies special insulation arrangements for these studios but less severe, because of their nature, than for the principal programme studios.

Translating these ideas, the building designed by M. BERNARD. Prix de Rome, involves the following concentric distribution,

Par ailleurs :

7) Séparer très nettement les zones correspondant à des activités différentes.

— zone d'accueil et d'accès aux grandes salles pour le public,

— zone d'accueil et d'accès aux studios pour les artistes,

— zone de travail des journalistes,

— zone de circulation de travail des techniciens,

— zone de travail du personnel du siège.

8) Enfin, imbriquer les studios d'information (petits studios de 50 à 60 m³) dans les zones de travail des journalistes, dispositions indispensables au secteur « Journal ». Ceci implique des dispositions d'isolation particulières pour ces studios, moins sévères d'ailleurs en raison de leur nature que pour les grands studios artistiques.

Traduisant ces idées, le bâtiment dessiné par M. BERNARD, premier grand Prix de Rome, comprend suivant une disposition concentrique :

— Une couronne circulaire extérieure, d'environ 500 m de circonférence et 36 m de hauteur qui contient : dans ses niveaux bas, les foyers d'accueil des artistes et du public et dans ses niveaux supérieurs, un millier de bureaux destinés d'une part aux services de Direction et d'Administration générale, d'autre part aux installations spécifiques des journaux radiophoniques ;

— Une couronne intermédiaire basse, où se trouvent placés cinq salles publiques (concerts, théâtres, spectacles télévisés)

— a circular external crescent about 500 metres in circumference and 36 metres high, which contains :

— at its lower levels the reception areas for the artists and the public,

— in its upper areas 1000 offices intended partly for the direction and general administration and partly for the special purposes of the radio news services.

— an intermediate low crescent containing 5 audience studios (for concerts, drama and televised shows) and some 20 large studios.

— an interior courtyard.

— an interior circular crescent about 70 metres in circumference and 20 metres high, containing :

— at its lower level the technical equipment for recording, editing, switching and distribution,

— at its upper levels conference rooms, reading and listening rooms for sound recording libraries.

— a rectangular tower 30 metres × 15 metres and 65 metres high, of 21 floors for the storage of the sound radio archives, being some millions of disks and of magnetic tapes.

The total volume of the building is in excess of 500,000 cubic metres. I believe that at the time it was brought into service it was the biggest building constructed in Europe for 50 years. How does it rate today ? How will it rate tomorrow ? All records are made to be broken.

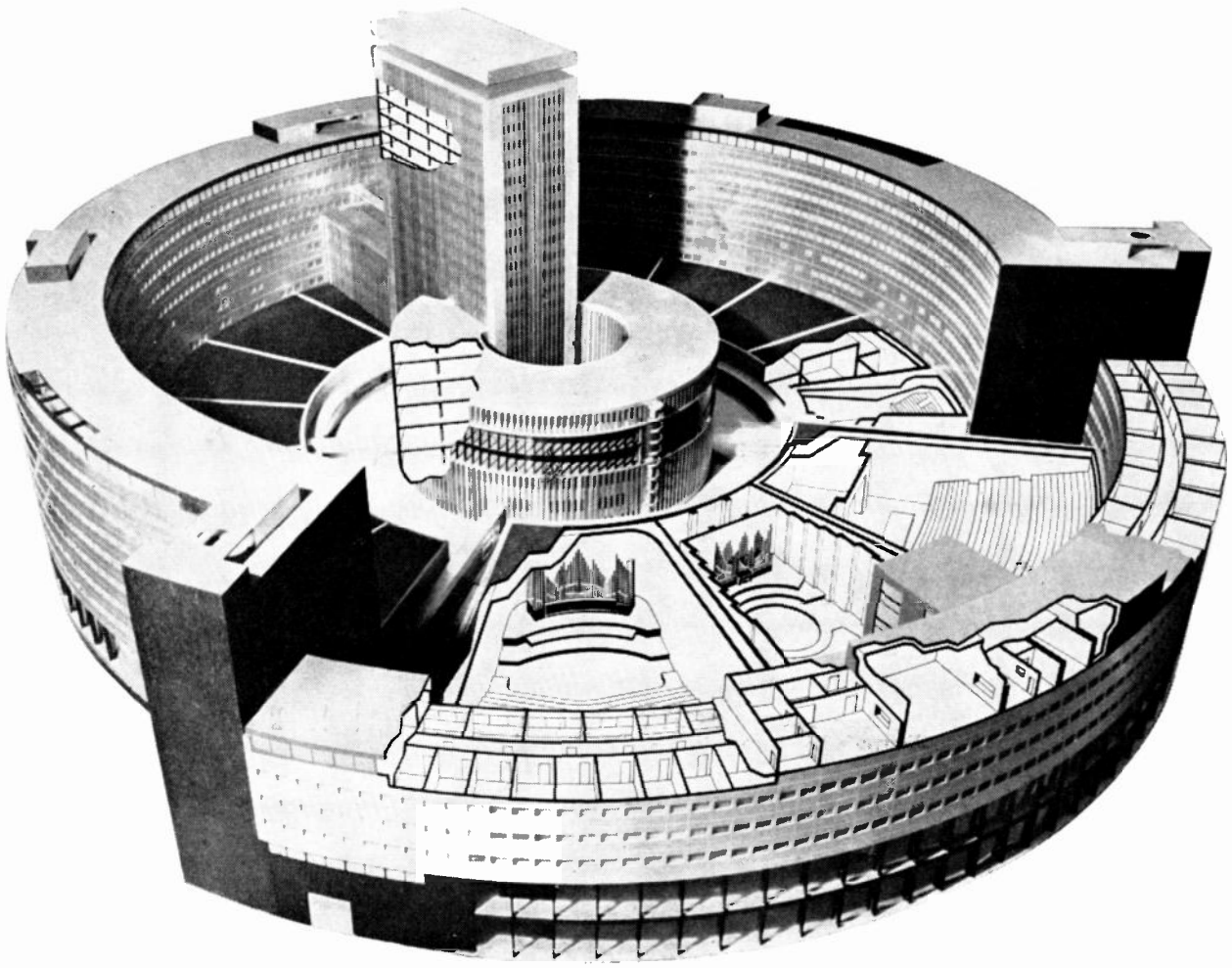


FIG. 6. — Vue d'ensemble.
— General view.

et une vingtaine de grands studios ;

— Une cour intérieure ;

— Une couronne circulaire intérieure, d'environ 70 m de circonférence et 20 m de hauteur qui contient : dans ses niveaux bas, les équipements techniques d'enregistrement, de montage, de commutation et de diffusion et dans ses niveaux supérieurs, des salles de consultation, de lecture et d'écoute des documents sonores des collections ;

— Une tour rectangulaire de 30 m × 15 m et 65 m de hauteur où sur vingt et un étage sont emmagasinées les archives sonores de radiodiffusion : quelques millions de disques et de bandes magnétiques.

Le volume total construit dépasse 500 000 m³. Je crois qu'à l'époque de sa mise en service, c'était le plus important bâtiment édifié en Europe depuis cinquante ans. Qu'en est-il aujourd'hui ? Qu'en sera-t-il demain ? Tous les records sont faits pour être battus.

3. Problèmes fondamentaux de la réalisation

Les problèmes essentiels qui ont appelé des solutions ou tout à fait originales ou mettant en œuvre, en les développant et les perfectionnant, des techniques connues ont concerné :

— La définition de structures propres à assurer des isolations très élevées,

— Les études d'acoustique intérieure,

— L'équipement de climatisation, tout à fait nouveau,

— L'ensemble des équipements basse fréquence.

Les trois derniers font, dans la suite de ce numéro, l'objet de monographies particulières. Je ne traiterai donc ici que du premier.

3.1. Structures

La nécessité d'une isolation poussée est évidente mais il faut remarquer que la prise de son microphonique est, à cet égard, particulièrement exigente. En effet, alors qu'à l'écoute directe, nous faisons, dans une certaine mesure, abstraction des bruits ambiants pour porter notre attention sur les sons utiles (c'est ce qu'on appelle l'écoute intelligente), le microphone ne fait rien de tel ; il capte et transmet mêlés tous les éléments sonores qui l'atteignent ; on ne peut donc admettre dans les studios que des bruits de fond très faibles (de l'ordre de 25 à 30 dB en niveau global, c'est-à-dire pour l'ensemble du spectre de fréquences audibles). Comme les niveaux sonores développés dans un studio par un orchestre et même pour les instruments en solo atteignent, voire dépassent en fortissimo 105 dB, on voit que les isolations à réaliser sont d'au moins 75 dB.

Un tel chiffre est énorme, car dans un immeuble classique, lourd, les dispositions bien étudiées et d'exécution soignée procurent, au mieux, une isolation de l'ordre de 45 dB.

Des dispositions fondamentales de structure sont donc nécessaires.

3.1.1. *Studios de volume moyen*

Pour les studios artistiques de volume moyen :

— On a établi une enveloppe lourde extérieure divisée en alvéoles qui constitue une première isolation entre les zones de logement particulier de chaque studio.

— On a construit dans chacun de ces alvéoles la structure correspondant à chaque studio, absolument indépendante de la première enveloppe.

— On a réalisé chacune de ces structures de studio particulier de façon « flottante » c'est-à-dire reposant sur une couche continue de matériau élastique qui s'oppose de façon très

3. Fundamental design problems

The basic problems which needed either new solutions or solutions obtained by the development and perfecting of existing techniques were :

— the arrangement of the buildings themselves to achieve very high degrees of sound isolation,

— the study of interior acoustics,

— the quite new air conditioning equipment,

— the audio frequency installation.

The three last form the subject of specialised papers elsewhere in this edition. I shall therefore deal only with the first.

3.1. Structures

The necessity for a high degree of insulation is obvious but it is worth noting that the problems arising from sound pick-up by microphones are particularly demanding. In ordinary direct listening we can, to some extent, ignore the ambient noise in order to concentrate our attention on the useful sound — a characteristic which may be called intelligent listening. The microphone does not work like this : it picks up and transmits as a mixture all the sound components which reaches it. In studios, therefore, one can only allow extraneous sounds which are very weak indeed (of the order of 25 to 30 dB overall level, over the whole audio frequency spectrum). Since the sound levels developed in the studio by an orchestra and even by solo instruments of current design may reach or exceed in fortissimo 105 dB, it may be seen that the sound isolation to be achieved is at least 75 dB.

A figure like this is enormous. It is known, for example, that in a conventional heavily constructed building, well-designed and carefully executed, the isolation available will be at best about 45 dB.

Some very special arrangements for the structure are therefore necessary.

3.1.1. *Studios of middle size*

The programme studios of middle size :

— A heavy external envelope has been constructed divided into cells which provide a first separation between the accommodation area needed for each studio.

— Within these cells the structure of each studio has been provided in such a way as to make it absolutely independent from the preceding first envelope.

— Each of these separate studio structures has been constructed in a floating form, standing entirely on a continuous bed of elastic material which retains its elastic condition under load and overcomes very effectively (by impedance mismatch) the transmission of vibrations from structure to structure.

This is the constructional arrangement for all the studios. As many of these, and particularly the largest, are of substantial and heavy construction, the loading is generally in the range between 1 and 2 kilogrammes per cubic centimetre. There is only really one material, Linatex (a stabilised rubber material, almost pure), which is capable of supporting such loading while remaining elastic.

3.1.2. *Large audience studio*

For the large audience studios the principles of the double envelope and of the independent structure have again been applied, but since the loading is such that no elastic material can carry it and remain effective, the individual structures of the large studios have been built on separate heavy slabs of great thickness so as to use this time the inertia of great masses and the attenuation arising in transmission over very long paths.

efficace (par désadaptation d'impédance) à la transmission des vibrations de structure à structure, pour autant que, sous la charge, le matériau ne sorte pas de son domaine élastique.

Telles sont les dispositions qui ont été mises en œuvre pour tous ces studios. Comme beaucoup de ceux-ci, et particulièrement les plus grands, sont des constructions considérables et fort lourdes, les charges renvoyées sont généralement comprises entre 1 et 2 kg/cm² et il n'existe pratiquement qu'un matériau, le Linatex (gomme de caoutchouc stabilisé presque pure) qui soit capable de supporter de telles charges en restant dans le domaine élastique.

3.1.2. *Grandes salles publiques*

Pour les grandes salles publiques, les principes de double enveloppe et de structure individuelle indépendante ont été également appliqués, mais comme les charges sont alors telles qu'aucun matériau élastique ne peut les supporter en restant efficace, les structures individuelles des grandes salles ont été établies sur des radiers lourds individuels de grande épaisseur, de façon à utiliser, cette fois, l'inertie des grandes masses et l'affaiblissement de transmission le long de très grands parcours.

Ces radiers massifs et épais jouent, du reste, dans le cas de la Maison de la Radio, un rôle de lest ; au niveau bas des grandes salles, la sous-pression des eaux, en cas de grande crue, n'aurait pas, en effet, été équilibrée par le poids des salles relativement légères, par rapport à ce paramètre.

Comme d'une part, au point de vue de l'isolement, les radiers-poids individuels des salles doivent être indépendants et que, d'autre part, leur étanchéité d'ensemble doit être continue, il a fallu résoudre de façon originale un problème technique de jonction élastique entre radiers, au moyen d'un joint continu de néoprène, pincé de part et d'autre dans la masse de radiers au fur et à mesure du coulage.

Ces dispositions conduisent à des isolations qui ne sont pratiquement plus guère accessibles à une mesure lisible et dépassant certainement 85 dB.

3.1.3. *Petits studios d'information*

Ces studios, du fait de leur localisation, de leur non-juxtaposition et de la nature de leur emploi, n'ont besoin que d'une

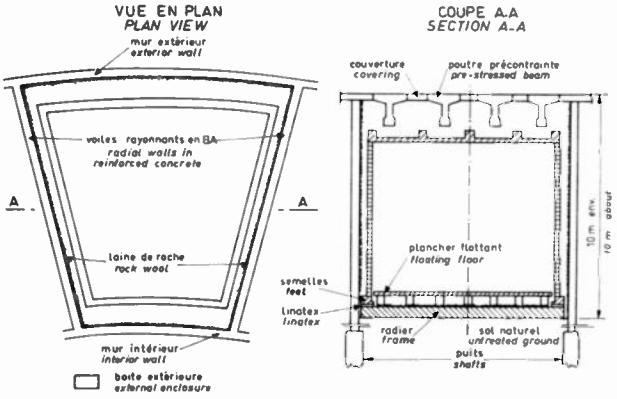


FIG. 7. — Studio moyen.

— Medium-sized studio.

These massive thick slabs, in the instance of Broadcasting House, act also as ballast. At the low level of the main studios the upward pressure of water in extreme conditions would not have been balanced by the weight of relatively light rooms.

Since on the one hand and from the point of view of isolation, these heavy individual slabs of the studios ought to be separate and on the other hand their structure as a whole has to be continuous, it has been necessary to resolve this technical problem in an unusual way by providing an elastic junction between slabs using a continuous joint of neoprene, clipped here and there in the body of the slabs in the course of the moulding.

These arrangements have led to degrees of isolation which are scarcely measurable and certainly higher than 85 dB.

3.1.3. *Small news studios*

These studios by the way they are distributed, the fact that they are not next to one another, and the purpose for which they are used, need less complete protection, being an isolation

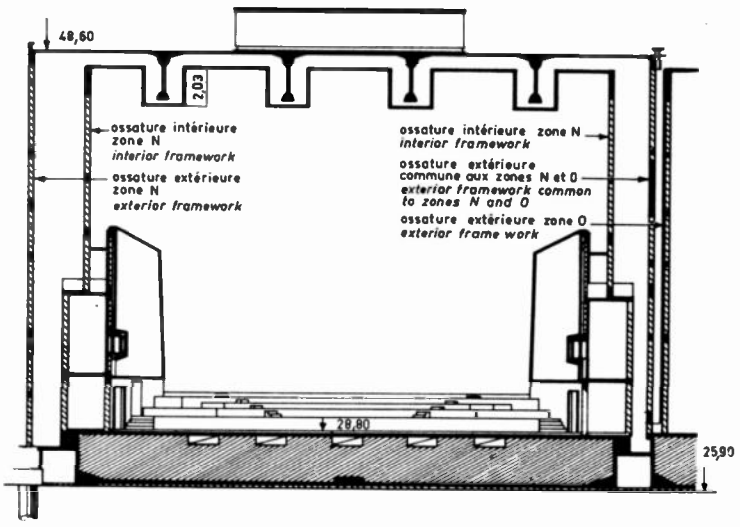


FIG. 8. — Salle de concert. Coupe face à la scène.

— Concert studio. Section facing stage.

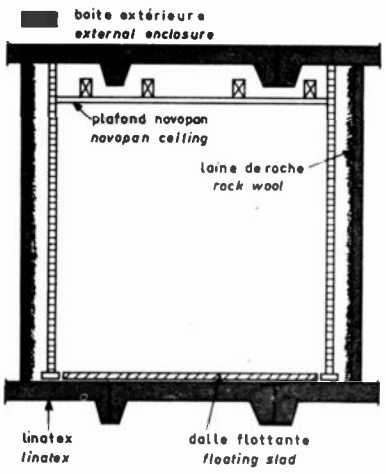


FIG. 9. — Petit studio. Vue en coupe.

— Small studio. Sectional view.

protection nettement plus faible, soit une isolation d'environ 60 dB. Des dispositions plus légères sont donc suffisantes.

Tout en appliquant le même principe de boîte intérieure indépendante de la structure-enveloppe, on a réalisé cette boîte de façon plus simple :

— en faisant reposer la dalle plancher sur la structure, avec interposition d'une épaisse couche de laine de roche (dalle flottante),

— en montant des parois semi-lourdes sur Linatex,

— en posant sur ces parois un plafond relativement léger.

Ces dispositions donnent le résultat désiré.

of around 60 dB. Rather simpler arrangements are therefore sufficient.

While applying the same principle of an interior box independent of the outside structure, this box has been arranged in a simpler manner :

— by laying the floor slab over the structure with an interposing thick layer of rock wool (a floating slab),

— by standing the fairly heavy walls on Linatex,

— by putting a relatively lightweight ceiling on to these walls.

These arrangements do give the desired result.

B. MANTRAN
Ingénieur à l'ORTF
Engineer, ORTF

Les installations thermiques

The thermal installations

1. Généralités

Les installations thermiques de la maison de l'ORTF de Paris comprennent trois parties :

● Une installation de conditionnement d'air de type classique permet la climatisation des locaux nobles, tels que les salles publiques et les studios, les locaux techniques Radio et Télévision ainsi que les locaux affectés à la consultation ou à la conservation des documents (discothèques, phonothèques, etc.). Elle assure également la ventilation des diverses salles aveugles des Services Généraux, tels la centrale thermique, les magasins, etc.

● Une installation de plafonds radiants assure en hiver le chauffage des bureaux et en été leur rafraîchissement.

● Une centrale thermodynamique fournit au conditionnement d'air et aux plafonds radiants la chaleur et le froid néces-

1. General

The thermal installations in the Paris Broadcasting House are in three parts :

● An air conditioning installation of conventional type conditions the major rooms such as the public areas, the studios, the radio and television technical areas, and the rooms associated with the use of storage of records (disk and tape libraries, etc.). It also provides ventilation for various enclosed rooms associated with the general services, such as the thermal centre, the shops, etc.

● An arrangement of radiant ceilings attends to the heating of offices in winter and their cooling in summer.

● A Thermodynamic Centre provides the heating and cooling power necessary at all times of the year for the air conditioning and for the radiant ceilings. The novelty of the Thermo-

saires en toutes saisons. L'originalité de cette centrale réside dans le fait que chacun des six compresseurs qui la constituent peut fonctionner suivant les demandes de la régulation :

— soit en machine frigorifique ordinaire,

— soit en pompe de chaleur ordinaire

— soit, pour la fourniture simultanée de chaleur et de froid, en thermofrigopompe.

2. Installation de conditionnement d'air

Le conditionnement d'air maintient dans les locaux une température de 21 °C, température qui, par temps chaud, est majorée d'une fraction de l'élévation de la température extérieure au-dessus de 21 °C. La loi de régulation donne en principe une température intérieure de 25 °C pour une température extérieure de 30 °C. En outre, dans les locaux principaux, l'hygrométrie est réglée en toutes saisons à 50 %.

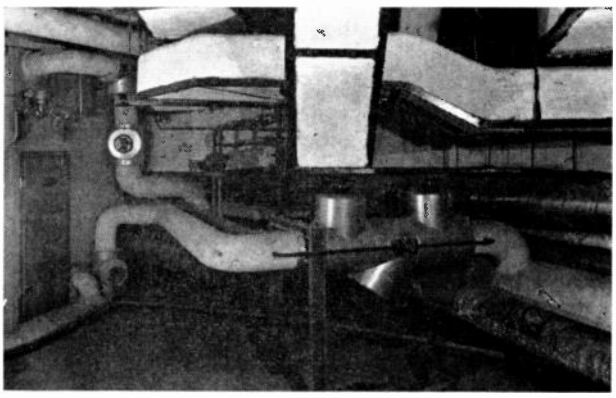


FIG. 1. — Passages de gaines et de canalisations dans l'une des 18 centrales de conditionnement d'air. A gauche l'un des 100 groupes de climatisation.

— Ducts and channelling in one of the 18 air conditioning centres : at the left, one of the 100 conditioning groups.

(Photo ORTF).

Pour obtenir ce résultat, on a eu recours au procédé ancien, qui consiste à faire passer l'air par le point de rosée correspondant à l'hygrométrie désirée, et à le réchauffer ensuite. Ce procédé qui peut présenter un caractère inélégant et coûteux dans une installation classique, puisqu'il conduit alors à faire fonctionner des chaudières en plein été, devient, techniquement et économiquement rationnel, lorsque la chaleur et le froid sont produits par un ensemble thermodynamique dans lequel tout le froid nécessaire en été a, pour contrepartie, une production gratuite de chaleur, et il s'impose par la simplicité de la régulation.

Chaque groupe comprend un équipement central constitué essentiellement d'une batterie froide by-passée, sur laquelle se fait la pulvérisation de l'eau nécessaire à l'humidification de l'air, et d'un ventilateur. L'air qui en sort est réglé à la température de rosée voulue au moyen d'un thermostat qui agit sur le registre de by-pass de la batterie.

Cet air est ensuite distribué aux divers locaux après les réchauffages individuels convenables. A cet effet, chaque local est pourvu d'un thermostat qui commande, par action sur une vanne, l'admission d'eau chaude dans la batterie terminale chargée de réchauffer l'air destiné à ce local.

dynamic Centre lies in the fact that each of six compressors which form part of it can operate according to the requirements imposed by the regulator :

— either as ordinary cooling plant,

— or as ordinary heat pump,

— or for the simultaneous provision of heat and of cold in the Thermofrigopompe condition.

2. The air conditioning installation

The room temperature provided by the air conditioning is 21 °C. In warm weather this temperature is increased by a proportion of the rise of external temperature above 21 °C. The regulating law gives in principle an internal temperature of 25 °C for an external temperature of 30 °C. In addition, the humidity in the principal rooms is kept at all times of the year to 50 %.

To obtain this result, a long-established method has been used which consists of taking the air to the dew point corresponding to the desired humidity and then reheating it afterwards. This arrangement, which might be crude and expensive in a conventional installation because of the fact that is leads to the operation of heaters in the middle of summer, becomes technically and economically logical when the heating and the cooling energy are produced by a thermodynamic assembly in which all the cooling needed in summer is balanced by the free production of heat. The system then recommends itself by its simplicity of control.

Each group includes a central unit consisting essentially of a cold battery, with by-pass, on which is produced the water-

FIG. 2. — Bouche de diffusion d'air dans le gril du studio 101.

— Air distributing outlet in the grille of studio 101.

(Photo ORTF).

La sûreté de cette régulation provient de ce qu'elle ne comporte que des thermostats secs, et de ce que chacun d'eux n'agit que sur un seul organe. Une telle simplicité était non seulement souhaitable, mais indispensable pour permettre une exploitation correcte avec un personnel réduit si l'on considère l'importance de l'installation. En effet, les groupes de climatisation ou de ventilation desservent environ 600 locaux dont, entre autres, 50 studios de 60 à 1 200 m³ et quatre salles publiques de 3 000 à 12 000 m³. Ces équipements, au nombre de 100, ont été groupés dans 18 centrales (fig. 1) réparties dans la Maison de l'ORTF en fonction de l'implantation des locaux desservis. Ils soufflent dans ces locaux 1 000 000 m³/h dont 300 000 m³/h d'air neuf (fig. 2). Leur régulation comporte environ 500 thermostats et 400 servo-moteurs commandant des vannes et des registres.

3. Installation de plafonds radiants

Les principes fonctionnels adoptés se fondent essentiellement sur les caractéristiques du bâtiment. Celui-ci est très bien isolé (doubles vitrages, et coefficient de transmission $K = 0{,}6$ cal/h . m² par les murs), mais son inertie est assez faible. Il en résulte que la chaleur solaire reçue dans les bureaux y est en quelque sorte emprisonnée et, en raison du faible volant thermique, elle créerait de fortes élévations de la température intérieure si elle n'était pas évacuée par un dispositif de rafraîchissement. Les plafonds Frenger qui équipent les bureaux résolvent convenablement le problème. Ils ont en effet, une inertie pratiquement nulle, et il est possible de les alimenter en eau chaude ou en eau froide suivant les besoins.

Les plafonds peuvent recevoir, par l'intermédiaire de vannes à trois voies commandées par la régulation, soit l'eau d'un collecteur chaud soit celle d'un collecteur froid, soit un mélange des deux.

La température du collecteur chaud est réglée en fonction de la température extérieure de manière à assurer le chauffage en l'absence d'ensoleillement. Si un effet solaire se manifeste dans tel ou tel secteur, la sonde de température intérieure, placée dans un bureau témoin de ce secteur provoque l'ouverture de la vanne trois voies du côté du collecteur froid, et réalise le mélange d'eau chaude et d'eau froide nécessaire pour maintenir dans les bureaux la température désirée.

Les calculs ont montré la nécessité d'une division en secteurs assez poussée (28 secteurs). Il a été tenu compte, en particulier, de l'apport supplémentaire de chaleur solaire à travers les toitures terrasses. L'installation permet de fournir à l'étage sous toiture un supplément d'eau froide dosé par une vanne trois voies. Il peut se produire en effet que, dans un même secteur vertical les étages courants doivent être légèrement chauffés, tandis que l'étage sous toiture correspondant doit être légèrement rafraîchi.

4. La centrale thermodynamique

Les calculs ont montré qu'il existait un équilibre presque exact entre les puissances maximales nécessaires tant pour les besoins de chaleur que pour les besoins de froid. L'ensemble des installations thermiques demandait en effet 5 millions de calories par heure pour la pointe d'hiver et 4,5 millions de frigories pour la pointe d'été.

D'autre part, la Maison de l'ORTF est un ensemble qui a besoin simultanément de chaleur et de froid en toute saison.

En hiver par exemple, il est nécessaire de produire du froid pour rafraîchir les locaux contenant les équipements radio-

misting necessary for the humidification of the air and a fan. The air which come out is kept at the desired dew point temperature by means of a thermostat which acts on the by-pass vane of the battery.

This air is then distributed to the various rooms after suitable individual reheating. For that purpose each room has a thermostat which operates on a vane controlling the flow of warm water to the terminal battery concerned with reheating the air intended for that room.

The reliability of this kind of regulator comes from the fact that it uses only dry thermostats and from the circumstance that each of them operates only on a single device.

Simplicity of this kind is not only desirable but indispensable for correct operation with a small staff if one thinks of the size of the installation. The air conditioning or ventilating units serve about 600 rooms and included among them are 50 studios of 60 to 1 200 cubic metres and 4 audience studios of 3 000 cubic metres to 12,000 cubic metres. The equipments, which number 100, are grouped in 18 centres distributed over Broadcasting House in relationship to the location of the rooms to be served. They provide for these rooms 1,000,000 cubic metres per hour, of which 300,000 cubic metres is fresh air. The regulation involves about 500 thermostats and 400 servomotors controlling the vanes.

3. The radiant ceiling installation

The operational principles followed arise from the nature of the building. This building is very well insulated (double windows and a coefficient of transmission K equal to not more than 0.6 cal/per hour per square metre through the walls). But its inertia is fairly low. It follows that the heat received from the sun in the offices is, to some extent, imprisoned there and because of the low thermal loss it would produce a steep rise in the internal temperature if this were not dissipated by cooling arrangements. The Frenger ceilings with which the offices are equipped are a convenient method of dealing with this problem. They have practically zero inertia and it is possible to supply them with hot water or cold water as needed.

The ceilings can receive, by way of three-way vanes controlled by the regulating device, water from a hot source or from a cold source, or a mixture of the two.

The temperature of the heat source is regulated in relationship to the external temperatures in such a way as to ensure heating in the absence of sunshine. If the sun comes out on this or that part of the building, an internal temperature sensing device in a specimen office of that sector will cause the opening of the vane on the cold source and will arrive at the right mixture of cold and hot water to hold the desired temperature within the offices.

Calculation has shown the necessity of dividing the operation up into a rather large number of sector (28). Account has had to be taken particularly of the supplementary solar heat supplied through the terraced roof. The installation arrangement makes it possible to provide additional cold water through the three-way vane to the storey immediately under the roof. It can happen, indeed, that in the same vertical section some storeys may be gently warmed while the corresponding storey under the roof may be gently cooled.

4. The thermodynamic centre

Calculation has shown that there exists an almost exact balance between the maximum powers necessary for heating and for cooling. The entire thermal installation requires five million calories per hour in the depth of winter and 4.5 million of cooling units at the peak of summer.

On the other hand Broadcasting House is a building which needs simultaneous heat and cold at all times of the year.

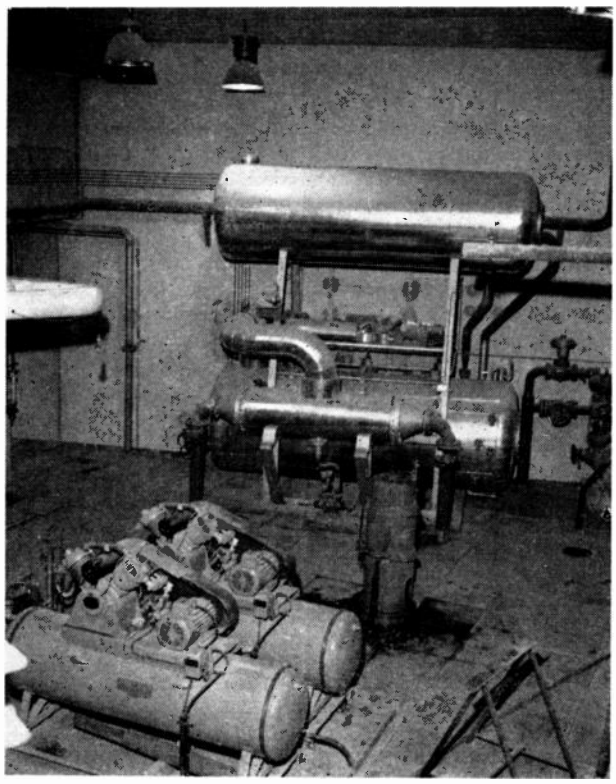


FIG. 3. — Derrière, les compresseurs fournissant l'air comprimé à la régulation des groupes de conditionnement d'air ; au second plan, le moteur de la pompe du forage, et le long du mur, la chaudière électrique de secours.

— Behind, the compressors supplying the compressed air for the running of air conditioning groups; in the middle ground the pump for the well, and along the wall, the electric standby heater.

(Photo ORTF).

électriques, les apports calorifiques internes y étant prépondérants, pendant que d'autres locaux qui présentent des déperditions doivent être chauffés.

De même en été, le fait de refroidir l'air conditionné au point de rosée et de le réchauffer ensuite, entraîne des besoins de chaleur et de froid simultanés.

En demi-saison enfin, par des belles journées ensoleillées, certains bureaux de la façade Nord doivent être chauffés en même temps que ceux des orientations ensoleillées doivent être rafraîchis.

La considération des deux facteurs ci-dessus, simultanéité des besoins et équilibre des puissances maximales a conduit naturellement à envisager une solution thermodynamique pour alimenter l'ensemble des installations thermiques de l'immeuble.

Les thermofrigopompes qui couvrent les besoins simultanés de chaleur et de froid réalisent alors un simple transfert de chaleur des locaux où il y en a trop, vers ceux qui en manquent. Ce mode de fonctionnement est évidemment très économique mais, bien entendu, l'équilibre rigoureux chaleur-froid ne se présente que rarement et si les besoins de chaleur sont plus importants en hiver, les besoins de froid sont plus importants l'été.

Le complément de froid nécessaire en été est fournit par des compresseurs fonctionnant en machines frigorifiques. Dans ce cas la chaleur est pompée à l'intérieur du bâtiment, mais elle

In winter, for example, it is necessary to produce cold to cool the rooms containing the radio equipment, the internal heating element there being in excess while other rooms which have losses must be heated.

In the same way in summer the operation of cooling the conditioned air to dew point and then heating it afterwards brings about a need for heat and cold simultaneously.

Between the seasons, during fine sunny days, certain offices of the north face must be warmed at the same time that those with sunny outlooks must be cooled.

Consideration of these two factors, the simultaneity of needs and the balance of the maximum powers, has led naturally to a thermodynamic solution to the problem of supplying the thermal needs of the building.

The thermofrigopompes which look after the simultaneous needs for heat and cold provide a simple transfer of heat from the rooms where there is too much to those which lack it. This method of operation is obviously very economic but of course an exact heat to cold balance only occurs very rarely and if the heating needs are dominant in the winter, the cooling needs are dominant in the summer.

The additional cold necessary for summer is furnished by compressors operating as cooling plant. In this case the heat is pumped to the interior of the building but discharged to the outside world by way of an atmospheric cooler composed of four misting cells ventilated mechanically.

The same compressors operate in winter as conventional heat pumps and furnish the additional requirements of heat. In this instance, the heat delivered to the rooms to be warmed is taken from outside the building. The calories are taken from the water of a deep well which can provide up to 200 cubic metres of water per hour at 27 °C. It is the existence of this supply of calories which made it possible to develop a thermodynamic installation. The well is not an artesian well. Since the necessary pump could fail, a standby electric heater has been installed. This heater, supplied at 3000 volts, uses an electric power of 3000 kW. Its only role is to heat the load evaporator of the heat pumps at any time when the well is not available in winter.

5. Control and monitoring of the installation

The normal operation of the equipment in the thermodynamic centre is automatic. That of the conditioning equipment is sequential by manual setting and can deal with very varied timetables.

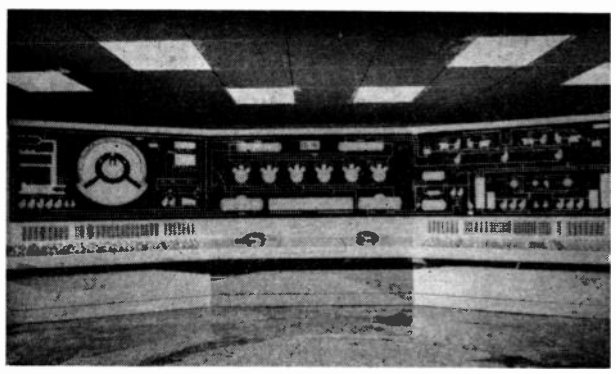


FIG. 4. — Vue d'ensemble du tableau synoptique du dispatching.

— Overall view of the flow diagram.

(Photo ORTF).

est rejetée à l'extérieur par l'intermédiaire d'un refroidisseur atmosphérique composé de quatre cellules à pulvérisation d'eau ventilées mécaniquement.

Ces mêmes compresseurs fonctionnent, en hiver, en pompe de chaleur classique pour fournir le complément de chaleur, et, dans ce cas, la chaleur délivrée à l'intérieur des locaux à chauffer est pompée à l'extérieur du bâtiment. Les calories sont alors empruntées à l'eau d'un forage profond qui peut fournir jusqu'à 200 m³/h à 27 °C. C'est la présence de cette source de calories qui a rendu possible la mise en œuvre de l'installation thermodynamique. Le puits n'est pas artésien. La pompe nécessaire pouvant tomber en panne, il a été installé une chaudière électrique de secours (fig. 3). Cette chaudière, alimentée sous 3 000 V, absorbe en pointe une puissance électrique de 3 000 kW. Son rôle est uniquement de réchauffer l'évaporateur évacuation des pompes de chaleur pendant la durée d'indisponibilité éventuelle du forage en hiver.

5. Commande et contrôle des installations

Le fonctionnement normal des appareils de la centrale thermodynamique est automatique. Celui des appareils de conditionnement est consécutif à un choix manuel et doit comporter des horaires très variés.

La grande dispersion des matériels a conduit à grouper l'ensemble des commandes sur un pupitre général, la signalisation des organes soumis au fonctionnement automatique étant ramenée sur le tableau synoptique qui surmonte ce pupitre. La figure 4 montre l'ensemble du pupitre de commande et du tableau synoptique.

Les principes généraux adoptés pour la réalisation de cet ensemble sont les suivants :

— signalisation de la marche ou de l'arrêt des appareils,

— indication donnée à l'agent d'exploitation de la disponibilité ou, au contraire, de la soustraction à l'automatisme des organes principaux,

— localisation des incidents.

D'une manière générale les signaux d'arrêt impératif permettent de superviser l'entretien par roulement, suivant le programme établi. En outre l'inclusion des signalisations dans les schémas fonctionnels, facilite l'appréciation des conséquences d'une défaillance d'appareil, ainsi que l'examen des mesures à prendre et des imperfections à supporter pendant la durée des réparations. Il en résulte une possibilité de participation réelle du personnel à la conduite des installations.

En complément des signalisations, il a été installé un dispositif de mesure à distance des températures dans un certain nombre de locaux principaux. Il permet le relevé, tous les quarts d'heure, de la température en une centaine de points, et signale en outre toute température anormalement haute ou basse qui serait relevée dans l'installation et qui rendrait nécessaire une intervention du personnel (fig. 5).

Le fonctionnement de cet appareil est le suivant : les sondes de mesures réparties dans les différents points de la maison sont introduites dans un pont de mesure par un commutateur électronique. Les résultats sont conservés par des mémoires et comparés aux seuils prédéterminés. Un convertisseur analogique numérique permet ensuite, au moyen de machines à écrire, la transcription en chiffres des valeurs des températures relevées.

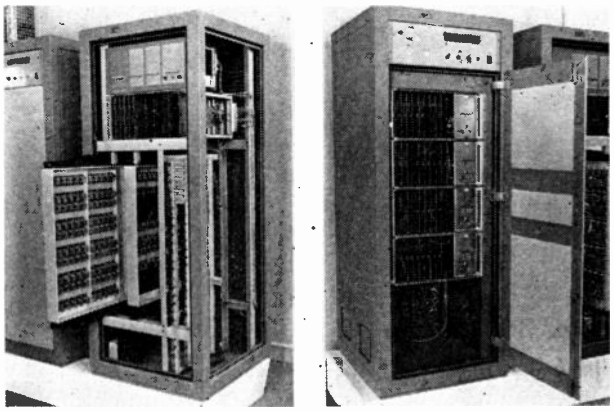


FIG. 5. — L'équipement central de mesure à distance des températures.

— The central equipment for remote temperature measurement.

(From the COMPAGNIE DES COMPTEURS).

The wide physical distribution of the elements of the equipment has led to the grouping of all the controls on a general desk. The impulses associated with the devices which are automatically controlled are applied to the mock diagram which stands over this desk. Figure 4 shows the arrangement of the control desk and the mock diagram.

The general principles used in the design of this arrangement are the following :

— impulses for the starting and stopping of equipment,

— an indication given to the operator of the response of the principal devices to the automation signals,

— the localisation of faults.

In general, over-riding stopping signals allow routine maintenance in rotation according to an established programme. In addition, the inclusion of a signalling system in the functional diagrams helps the assessment of the results of an equipment failure as well as the working out of the steps to be taken and the extent of the defective operation which must be tolerated while the repair is under way. As a result of this there is a genuine opportunity for staff to help in the operation of the installation.

As an addition to the signalling system, an equipment has been provided which involves remote temperature measuring devices installed in some of the more important areas. This means that the temperature at some 100 points can be recorded every quarter of an hour and attention is called to any unusually high or low temperatures which may have arisen in the installation and which need the attention of staff.

The functioning of this apparatus is as follows : the measuring devices distributed in different parts of the building are connected to a reference electronic switch. The results are stored by memories and compared with preset limits. A numerical analogue computer then transcribes the measured temperature levels in typescript.

H. TESTEMALE
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Engineer, Telecommunications

L'équipement d'énergie électrique

Electrical power installations

Avec son architecture d'un fonctionnalisme rigoureux, ses façades de métal, de verre et de céramique, la Maison de la Radio de Paris apparaît comme le témoignage des constructeurs modernes, à la suite des monuments parisiens qui jalonnent la Seine, de Notre-Dame à la Tour Eiffel.

Pour l'ORTF, elle constitue un centre d'importance exceptionnelle, tant par ses dimensions que par la variété des activités qui s'y exercent. Elle groupe à la fois le siège social de l'Office, les services de conception et de réalisation des programmes de radiodiffusion (artistique et d'information, vers la métropole et vers l'étranger), les studios de production radiophonique, les installations techniques acheminant les programmes vers le réseau des émetteurs.

Du point de vue plus particulier qui nous occupe, les équipements électriques de ce vaste édifice sont à la mesure de ses dimensions et de sa complexité : ils fournissent un bon exemple des tendances qui prévalent actuellement dans la conception des installations électriques destinées à des immeubles importants pour lesquels la sécurité de fonctionnement est essentielle.

1. Principes de l'installation

Pour obtenir cette sécurité dans les meilleures conditions, la distribution d'énergie de la Maison de la Radio a été réalisée en fonction d'un certain nombre d'idées de base :

— fractionnement de l'installation en réseaux entièrement distincts, à partir du jeu de barres haute tension, suivant le genre d'utilisation : Eclairage, Force Industrielle (ascenseurs, ventilateurs, auxiliaires de la centrale thermique), Force Technique (équipements de prise de son, d'enregistrement, de commutation), Centrale Thermique (compresseurs) ;

— choix d'appareils excluant tout risque d'incendie ou d'explosion : élimination de l'huile pour les transformateurs (isolés au pyralène) ; disjoncteurs haute tension à coupure « sèche » de l'arc, dans des empilages en céramique ; interrupteurs haute tension à soufflage magnétique associés à des fusibles à haut pouvoir de coupure ;

— limitation du courant de court-circuit éventuel par adoption d'une puissance maximale de transformateur de 630 kVA pour les circuits normaux, avec verrouillages empêchant toute mise en parallèle (valeur du courant de court-circuit à la sortie du transformateur 20 000 A) ;

— en cas de panne de courant sur le réseau E.D.F., installation de deux groupes électrogènes donnant un secours partiel : l'un

With its functional architecture and its facades of metal, of glass and of tile, Broadcasting House in Paris stands as an example of modern construction among the Parisian monuments which crowd the Seine from Notre-Dame to the Eiffel Tower.

For ORTF, this is an outstandingly important centre, not only in terms of size but also in terms of the variety of activities which are carried on there. It brings together in one place the business headquarters of ORTF, the planning and production operations of sound broadcasting (with programmes and news for home and overseas), the sound studios and the technical installations which convey the programmes to the transmitter network.

From the specialist point of view discussed here, the electrical equipment of this enormous building is well matched to its size and its complexity.

The equipment provides a good example of the tendencies which prevail today in the design of electrical installations for major buildings where reliability of operation is essential.

1. Principles of the installation

To obtain that reliability under the best conditions, the distribution of power in Broadcasting House has been organised according to certain basic principles :

— the breaking down of the installation into quite separate networks right from the high tension busbars, according to the nature of the load, such as lighting, industrial power (lifts, auxiliary fans of the thermal centre), technical power (sound, recording and switching equipment), and the thermal centre (compressors) ;

— the choice of equipment to eliminate all risk of fire or of explosion : the avoidance of oil in the transformers, which are insulated by pyralene ; the use of high tension circuit-breakers with dry arc extinction in ceramic materials ; and high tension switches with magnetic blowing associated with fuses of high rupture capacity ;

— the limitation of ultimate short-circuit current by the use of a maximum transformer power of 630 kVA for normal circuits with interlocks preventing any paralleling (the short circuit current at the output of the transformer being 20,000 A) ;

WRH

de 1 000 kVA à intervention automatique, 10 secondes environ après la disparition de la tension, l'autre de 100 kVA à intervention instantanée évitant toute coupure perceptible sur les circuits desservis ;

— utilisation généralisée de disjoncteurs Basse Tension donnant des garanties nettement supérieures à celles des contacteurs en ce qui concerne le pouvoir de coupure et la tenue aux efforts électrodynamiques ;

— dans les tableaux principaux, installation de chaque disjoncteur dans une case entièrement fermée, avec montage « débrochable » permettant le remplacement immédiat d'un appareil défaillant ;

— adoption d'une gamme cohérente de disjoncteurs pour assurer une sélectivité complète en cas de défaut, chaque appareil présentant un pouvoir de coupure supérieur à la valeur du courant de court-circuit pouvant s'établir au point considéré, et possédant des relais à temps de réponse décroissant dans le sens de l'écoulement de l'énergie.

2. Raccordement au réseau E.D.F.

Les besoins en énergie électrique de la Maison de la Radio de Paris s'établissent aux environs de 5 800 kVA de puissance installée pour les circuits normaux, auxquels il y a lieu d'ajouter la puissance de 3 000 kVA de la chaudière électrique de secours, dont l'intervention doit demeurer exceptionnelle, ainsi qu'il est exposé dans l'article de M. MANTRAN sur la Centrale Thermique.

La fourniture d'une telle puissance a posé à l'Electricité de France un problème particulier : il n'était pas possible, en effet, d'envisager un branchement sur le réseau de distribution haute tension qui passait à proximité de l'édifice. Après avoir envisagé un raccordement sur la sous-station Eylau, distante d'environ 800 m, l'E.D.F. s'est finalement décidée pour un raccordement direct au Poste de Distribution d'Issy-les-Moulineaux, dit poste Sud, malgré son éloignement (2 700 m).

La tension utilisée (12 000 V diphasé) et la section du câble (4×150 mm^2 permettant le transport de 5 800 kVA environ) ont été fixés par référence aux normes du réseau parisien de distribution d'énergie, l'alimentation étant assurée par deux câbles identiques, l'un « normal », l'autre « secours ».

La puissance maximale admissible sur un seul câble étant inférieure à la somme des puissances des circuits normaux et de la chaudière électrique, l'E.D.F. a accepté, par dérogation à ses règles d'exploitation, que le câble de secours soit utilisé pour la chaudière électrique, le câble normal alimentant le reste de l'installation. La mise en parallèle des deux câbles demeurant interdite, cette disposition a nécessité un verrouillage mécanique assez complexe, et un équipement de comptage haute tension supplémentaire.

Pour des raisons de délai, il n'a pas été possible d'obtenir la tension triphasée 20 000 volts, maintenant normalisée pour le nouveau réseau parisien de distribution. La tension diphasée 12 000 V a conduit à une réalisation plus compliquée, tout l'appareillage étant tétrapolaire ; de plus, le poste de transformation a été équipé, pour les circuits normaux de transformateurs système Leblanc (primaire diphasé, secondaire triphasé) de façon à obtenir la tension normalisée de 220/380 V pour la distribution intérieure (la chaudière électrique, qui fonctionne sous 3 000 V triphasé, a été alimentée par un transformateur particulier, du type Scott, réalisé en deux éléments monophasés de 1 500 kVA).

3. Equipements généraux

Les équipements généraux de distribution d'énergie électrique comprennent :

1. le poste de livraison E.D.F. et les installations de comptage attenantes

— the provision of two generators for partial standby in case of breakdown on the E.D.F. supply network, one being of 1000 kVA brought in automatically about 10 seconds after the disappearance of power, the other of 100 kVA coming into operation immediately, so avoiding any noticeable interruption on the circuits it supplies ;

— the widespread use of low tension circuit breakers giving security superior to that of contactors so far as concerns rupture capacity and resistance to electromagnetic stresses ;

— the installation of each circuit breaker in the principal units within an entirely enclosed container with plug-in mounting allowing for the immediate replacement of a defective unit ;

— the use of a well-chosen range of circuit breakers to provide complete isolation on a fault, each unit having a rupture capacity higher than the short circuit current which can arise at the point under consideration and having timing devices with a response time which decreases as the power goes up.

2. Connection to the E.D.F. supply network

The power needs in Broadcasting House are about 5,800 kVA of installed power for the normal circuits with an additional 3,000 kVA for the electric standby heater, the use of which is exceptional, as explained in the article by M. MANTRAN on the Thermal Centre.

The provision of this amount of power posed special problems for l'Electricité de France (E.D.F.). It was impractical to consider tapping the high tension distribution network which runs in the neighbourhood of the building.

After considering a connection to the Eylau sub-station, about 800 m away, E.D.F. finally decided on a direct connection to the Issy-les-Moulineaux distribution centre, called the South Distribution Centre, despite its considerably greater distance (2,700 metres).

The supply voltage (12,000 volts 2-phase) and the size of the cable to be used (4×150 sq. millimetres able to carry 240 amps, that is to say about 5,800 kVA) were fixed in relationship to the Paris power distribution standards, the supply being provided by two identical cables, one for « normal » use and the other for « standby ».

The maximum power available on a single cable being lower than the sum of the normal load and the electric heater, E.D.F. agreed, as an exception to its normal practice, that the standby cable should be used to feed the electric heater alone, while the normal cable feeds the remainder of the installation. The putting of the two cables in parallel remains forbidden, and this arrangement has made necessary a rather elaborate interlock system and an additional high tension metering installation.

For delay request, it was not possible to obtain the 3-phase supply of 20,000 volts, which is the normal standard for the new Paris distribution network.

The 12,000 volts 2-phase supply has made it necessary to provide a rather more complicated realisation ; all apparatus being 4-pole ; more, the transformer station has been equipped, for the normal circuits, with Leblanc-type transformers having a 2-phase primary and a 3-phase secondary so as to obtain the standard voltage of 220/380, for internal distribution. The electric heater which operates at 3,000 V 3-phase is supplied by a special transformer of the Scott type designed in two single phase elements of 1500 kVA.

3. General equipment

The equipment for electrical power distribution includes :

1. The E.D.F. input station and the associated metering arrangements

2. le poste de transformation
3. les groupes électrogènes de secours
4. la salle de distribution basse tension
5. l'atelier d'énergie à courant continu.

Ils sont situés au centre même de l'édifice, où ils s'articulent sur deux niveaux (rez-de-chaussée et sous-sol), suivant une disposition rationnellement étudiée pour faciliter les raccordements encombrants par les jeux de barres Haute et Basse Tensions (fig. 1)

2. The transformer station
3. The standby electric generators
4. The low tension distribution room
5. The direct current area

These are placed right at the centre of the building, where they are split on two levels, basement and ground floor, so as to provide a convenient arrangement for the connection of high tension and low tension busbars (fig. 1).

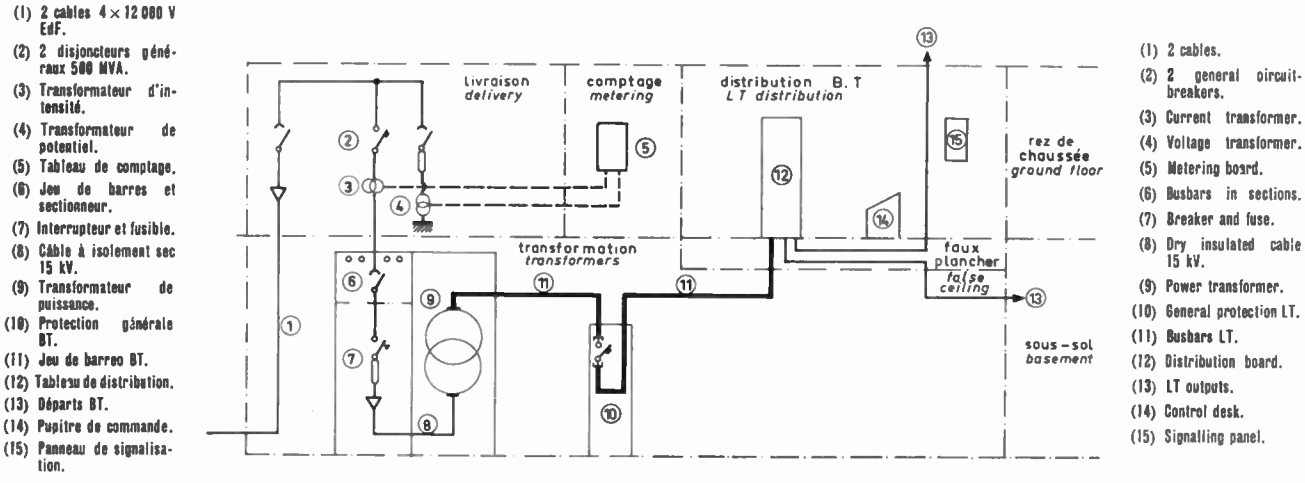


FIG. 1. — Coupe schématique.
— Schematic diagram.

3.1. POSTE DE LIVRAISON

Le poste de livraison de l'énergie est situé au rez-de-chaussée.

— *Les deux câbles Haute Tension* qui l'alimentent cheminent dans des caniveaux et des gaines verticales entièrement visitables dans toute la traversée du bâtiment. Après la boîte d'extrémité de câble et le sectionneur d'isolement, chacune des deux arrivées est équipée, par mesure de sécurité, d'un disjoncteur présentant les performances requises pour assurer la protection générale du poste. Un seul appareil de protection à l'entrée du jeu de barres aurait été théoriquement suffisant mais tout incident sur cet appareil unique aurait pu interrompre l'alimentation générale de l'immeuble, et son entretien aurait été rendu beaucoup plus difficile.

— *Les disjoncteurs généraux* du type DE-ION, construits par MERLIN & GERIN sous licence Westinghouse, sont à coupure sèche et sont munis d'une télécommande à enclenchement brusque par solénoïde et d'une commande manuelle à action indépendante de l'opérateur ; ils possèdent des caractéristiques très larges par rapport à leur utilisation (tension nominale 17,5 kV pour 12 kV) intensité nominale 500 A (pour 240 A) ; pouvoir de coupure 500 MVA (valeur dépassant sensiblement la puissance de court-circuit du réseau).

— *L'équipement de comptage haute tension* principal est double, conformément aux règles E.D.F., la puissance souscrite dépassant 1 000 kVA. Un troisième équipement a dû être prévu pour la chaudière électrique, ainsi que cela a été signalé plus haut.

— *Le jeu de barres Haute Tension* n'a pas été installé en double, étant donné qu'il s'agissait d'un poste intérieur raccordé à un réseau souterrain, non soumis aux incidents d'origine atmosphérique. Mais les conducteurs utilisés présentent toutes garanties de sécurité aussi bien pour la tenue aux efforts électro-dynamiques (calculés en fonction de l'intensité de crête du courant subtransitoire asymétrique, soit 60 000 A) que pour l'échauffement en régime normal et en court-circuit (celui-ci étant évalué

3.1. INPUT STATION

The power intake area is at the ground floor level.

— *The two high tension cables* which feed it, run in ducts and vertical shafts entirely open to inspection at all points of their passage through the building. After the termination of the cable and the isolator, each of the two inputs is equipped, as a safety measure, with a circuit breaker having the characteristics necessary to provide general protection. A single protective device at the input to the busbar system would theoretically have been sufficient but any fault on that single device could have interrupted the whole supply to the building and its maintenance would have become much more difficult.

— *The general circuit breakers* of the DE-ION type manufactured by MERLIN AND GERIN under a Westinghouse licence, are dry breaking and provided with high-speed remotely controlled solenoid-operation and also have an independent manual control. They have very generous characteristics in relation to their use (a nominal voltage of 17.5 kV to handle 12 kV) and a nominal capacity of 500 amps (for 240 amps). They have a rupture capacity of 500 MVA : that value, required in the first instance by E.D.F., is substantially in excess of the short circuit capacity of the network.

— *The principal high tension metering equipment* is in duplicate in accordance with the rules of E.D.F., the power handled exceeding 1000 kVA. A third equipment has had to be provided for the electric heater, as has been explained earlier.

— *The network of high tension busbars* has not been provided in duplicate because of the circumstance that this is an enclosed station connected to a buried network not subject to failure of atmospheric origin. The conductors used meet all the necessary safety requirements as far as electrodynamic forces are concerned (calculated in relation to the peak intensity of the subtransitory asymmetric current, that is 60,000 A) and in relation also to heating in normal running conditions and in short circuit (this being evaluated in relationship to a current of

en fonction d'un courant de 25 000 A correspondant à la puissance de court-circuit de 500 MVA).

Compte tenu des conditions ci-dessus, les conducteurs Haute Tension ont été réalisés en tubes de cuivre de diamètre 25 mm extérieur et 17 mm intérieur. Ils sont susceptibles d'admettre une intensité de régime de 630 A (alors que la pleine charge ne correspond qu'à 240 A) et présentent un module de résistance à la flexion supérieur d'environ 20 % à la valeur requise.

3.2. Poste de transformation

Le poste de transformation situé à l'aplomb et en dessous du poste de livraison se présente comme lui sous l'aspect de cellules préfabriquées réalisées en éléments standard de tôlerie et de serrurerie (fig. 2).

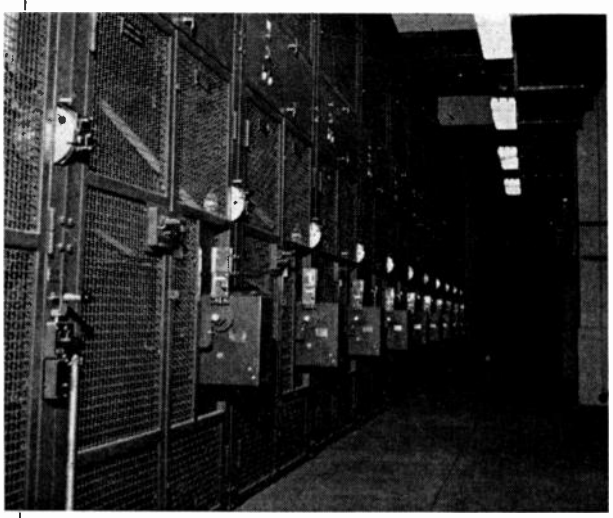


Fig. 2. — Poste de transformation.
— en avant des cellules, les servomoteurs de commande à distance des interrupteurs haute tension,
— au-dessous, de bas en haut, caisson basse tension puis compartiment du jeu de barres.

— Transformer station.
— Transformer protective cubicles. In the foreground, the cubicles, the remote control servomotors for the high tension breakers ;
— behind, from top to bottom, the low tension enclosure and busbar compartment.

Les cellules des appareils de protection et celles des transformateurs sont situées dos à dos, suivant deux alignements parallèles, le jeu de barres haute tension, étant placé au-dessus des cellules de protection. Les dérivations sont réalisées en conducteurs de mêmes dimensions que ceux du jeu de barres, par raison d'homogénéité ; les raccordements entre les appareils de protection et les transformateurs sont assurés par des câbles unipolaires haute tension à isolement sec, pour avoir un encombrement réduit.

Les risques de contact accidentel du personnel avec les conducteurs Haute Tension sont pratiquement totalement éliminés grâce aux dispositions adoptées :

— les cellules contenant des conducteurs et des appareils Haute Tension sont entièrement fermées sur toutes leurs faces par des panneaux grillagés atteignant le plafond du local (alors que la norme U.T.E. n'exige qu'une hauteur de 2,50 m)

— la majeure partie de la filerie et de l'appareillage Basse Tension destinés aux équipements auxiliaires de commande et de signalisation est placée dans un caisson spécial qui court en façade, au-dessus des portes des cellules Haute Tension ; ce caisson est accessible directement de l'extérieur et en toute sécurité, de sorte que le nombre des interventions dans les cellules elles-mêmes se trouve réduit au minimum.

25,000 A corresponding to the short circuit power of 500 MVA). With these circumstances taken into account, the high tension conductors have been made in the form of copper tubes of external diameter 25 mm and internal diameter 17 mm. They can carry an operational current density of 630 A (although the full load corresponds only to 40 A) while offering a resistance to mechanical distortion which is about 20 % above the required value.

3.2. Transformer station

The transformer station vertically in line with and below the input station is, like that, in the form of prefabricated compartments made in standard elements of panels and metalwork (fig. 2).

The protective apparatus compartments and the transformer compartments are arranged back to back in two parallel lines, the high tension busbars being placed above the protective enclosures. Connections are in conductors of the same dimensions as those used for the busbar system, for uniformity. Connections between the protective apparatus and the transformers are made by high tension cables with dry insulation, 15 kV PCV, avoiding the taking up of space which would have occured with elements in busbar form.

The risks of accidental contact with high tension conductors by the staff are almost entirely eliminated as a result of the arrangements adopted :

— the enclosures containing the high tension conductors and apparatus are entirely closed on all sides by grilled panels reaching the ceiling of the room (while the U.T.E. standard demands only a height of 2.50 m) ;

— the bulk of the wiring and low tension equipment concerned with auxiliary control and signalling equipment is contained within a small special enclosure which runs on the front face above the doors of the high tension enclosures. This enclosure is accessible directly from the outside with complete safety so that the number of entries into the cubicles themselves is reduced to a minimum ;

— entry to the transformer production enclosure is only possible when all the high tension conductors that they contain are de-energised. Complete mechanical interlocks ensure this and prevent any operation of the section switches under load. These are placed in the high tension busbar compartment outside the protective apparatus cubicle to avoid the risk of contact with the live ends. On the other hand, all re-supply of the high tension transformer leads, by way of the low tension, is impossible while the door of the corresponding cubicle is open.

The transformers, numbering eleven, are arranged in groups according to their operational use in the following way :

— for the electric heater, one Scott transformer of 3,000 kVA made in two windings of 1500 kVA insulated by pyralene with natural cooling by aluminium fin radiators. Tape ± 5 %, ± 2.5 % of the primary. Secondary voltage 3 000 V 3-phase.

— eight Leblanc transformers 630 kVA secondary 220/380 V 3-phase and neutral with other characteristics similar to those described above :

(three for *lighting*, two for *industrial load*, three for the *compressors of the Thermal Centre*).

— two Leblanc transformers 400 kVA for *technical power*. These two transformers are equipped with induction regulators allowing the secondary voltage to be maintained ± 1 % approximately, for variations of section voltage of ± 8 %.

— l'accès dans les cellules de protection et de transformation n'est possible que lorsque tous les conducteurs haute tension qu'elles contiennent sont hors tension ; des verrouillages mécaniques réalisent cette interdiction, tout en empêchant la manœuvre en charge des sectionneurs ; placés dans le compartiment du jeu de barres haute tension, en dehors de la cellule de l'appareil de protection, les sectionneurs évitent le risque de contact avec les bornes « amont ». D'autre part, toute réalimentation des bornes Haute Tension des transformateurs, par l'intermédiaire de la Basse Tension, est impossible tant que la porte de la cellule correspondante est ouverte.

Les transformateurs, au nombre de onze, sont groupés en fonction du genre d'utilisation, de la façon suivante :

— pour la chaudière électrique, un transformateur Scott de 3 000 kVA réalisé en deux cuves de 1 500 kVA isolées au pyralène, à refroidissement naturel par radiateurs à ailettes en aluminium. Prises ± 5 % et ± 2,5 % au primaire. Tension secondaire 3 000 V triphasé.

— huit transformateurs LEBLANC 630 kVA, secondaire 220/380 V triphasé, neutre sorti, dont les autres caractéristiques sont analogues à celles décrites ci-dessus (trois pour l'*Eclairage*, deux pour *la Force Industrielle*, trois pour les *Compresseurs de la Centrale Thermique*).

— deux transformateurs LEBLANC 400 kVA pour la *Force Technique*. Ces deux transformateurs sont équipés de régulateurs d'induction permettant de maintenir la tension secondaire à ± 1 % près pour des variations de la tension secteur de ± 8 %.

Les disjoncteurs de protection de ces transformateurs sont constitués Haute Tension, côté :

— pour le transformateur de 3 000 kVA, côté haute tension par un disjoncteur DE-ION à coupure sèche, de mêmes caractéristiques que les deux disjoncteurs généraux d'arrivée ; côté 3 kV, par un disjoncteur SOLENARC débrochable, tension et intensité nominales : 7 kV, 800 A, pouvoir de coupure 125 MVA.

— pour les autres transformateurs 630 et 400 kVA, par un interrupteur tétrapolaire à soufflage magnétique permettant d'effectuer la coupure sous la charge nominale, associé à 4 fusibles possédant le pouvoir de coupure requis de 500 MVA. Ces fusibles sont équipés d'un contact auxiliaire provoquant la coupure du disjoncteur Basse Tension en cas de fusion de l'un d'eux, de façon à éviter la marche déséquilibrée sur un seul pont.

Tous ces disjoncteurs peuvent être commandés électriquement depuis le pupitre de contrôle général de l'installation, et possèdent des commandes de secours manuelles.

Côté Basse Tension 220/380 V, on trouve, dans le poste de transformation lui-même, quatre tableaux préfabriqués (fig. 3) correspondant aux quatre catégories d'utilisation, qui groupent :

— les disjoncteurs de protection de chaque transformateur, du type DSG sélectifs, 1 250 A, débrochables, à commande électrique et commande manuelle de secours. Ces appareils ont un pouvoir de coupure très élevé (70 000 A pour 20 000 A possible) et présentent une très grande résistance aux efforts électrodynamiques. Ils sont équipés, en plus des relais classiques de protection thermique à temps inverse contre les surcharges modérées, et de protection magnétique instantanée contre les courts-circuits violents (10 fois l'intensité nominale et au-delà), d'une protection magnétique à temporisation constante (0,1 seconde) dite à court retard, pour les défauts de moyenne importante (2 à 10 fois l'intensité nominale) qui permet d'assurer une parfaite sélectivité avec les disjoncteurs de distribution placés en aval.

— les disjoncteurs des régulateurs de tension des transformateurs « Force Technique » (type DSG 1250 A également).

— les transformateurs d'adaptation des régulateurs de tension « Force Technique ».

FIG. 3. — Poste de transformation.
à droite : les cellules des transformateurs,
à gauche : les tableaux de protection basse tension.

— Transformer station.
to the right, transformer cubicles,
to the left, LT protection boards.

— *The protective circuit-breakers* on these transformers are in the following form :

— for the 3 000 kVA transformer, on the high tension side by a DE-ION circuit-breaker with dry breaking with the same characteristics as the two general input circuit-breakers. On the 3 kV supply by a SOLENARC plug-in circuit-breaker, nominal voltage and loading 7 kV, 800 A, rupture capacity 125 MVA.

— for the other transformers of 630 and 400 kVA by a 4-pole cut-out with magnetic blowing making it possible to break the circuit on the normal load, associated with 4 fuse devices having the necessary rupture capacity of 500 MVA. These fusing devices are equipped with an auxiliary contact which opens the low tension circuit-breaker if one of them fuses, so as to avoid unbalanced operation on a single 12,000 V winding.

All these circuit-breakers can be controlled electrically from the general control desk of the installation and are provided with manual standby operation.

On the low tension side 230/380 V, there are, in the transformer station itself, four prefabricated panels (fig. 3) corresponding to the four types of use, and they group :

— the protective circuit-breakers of each transformer, selective type DSG, 1250A, plug-in, electrically controlled and with standby manual control. These devices have a very high breaking power (70,000 A to cover 20,000 A possible), and offer very high resistance to electrodynamic forces. They have, in addition to conventional thermal protection relays with inverse time constant against intermediate overloads, instantaneous magnetic protection against violent short circuit (10 times the nominal loading and above), also magnetic protection of fixed time constant (0.1 sec.) called short delay, for faults of medium importance (2 to 10 times nominal loading) which makes it possible to provide perfect selectivity with the distribution circuit-breakers placed in cascade ;

— circuit-breakers for the voltage regulators of the transformers for the « technical power », having the same characteristics as the transformer circuit-breakers described above (DSG 1250 A),

— the supply transformers for the voltage regulators of the « technical power »,

— the bank of condensers intended to balance the reactive energy corresponding to open circuit losses in the transformer ;

— les batteries de condensateurs destinés à compenser l'énergie réactive correspondant aux pertes à vide des transformateurs.

— les interrupteurs de couplage permettant d'alimenter plusieurs tableaux de distribution de même catégorie par un seul transformateur. Ces interrupteurs sont mécaniquement identiques aux disjoncteurs DSG 1250 A, mais ne comportent pas de relais de protection. La mise en parallèle des transformateurs de même catégorie est rendue impossible par un système d'asservissement électrique ; les manœuvres de couplage et de découplage peuvent être effectuées sans coupure de courant, grâce à un relais à temporisation magnétique réglable de 0,25 à 0,4 seconde, associé à un commutateur de présélection.

3.3. Groupes électrogènes de secours

L'alimentation en énergie électrique de la Maison de la Radio de Paris doit être assurée avec le minimum d'interruption, non seulement en raison de l'importance des installations radioélectriques qui s'y trouvent réunies et qui conditionnent, dans une large mesure, le fonctionnement de l'ensemble du réseau national de radiodiffusion, mais aussi en raison du grand nombre de personnes qui y travaillent régulièrement et dont la sécurité doit être assurée dans les meilleures conditions.

Pour pallier une interruption de la fourniture d'énergie électrique par E.D.F., pouvant provenir soit d'un incident d'ordre technique, soit de faits de grève, il a été installé deux groupes électrogènes qui, sans fournir la totalité de la puissance nécessaire, permettent cependant d'assurer la permanence d'un service minimal de radiodiffusion, et la sécurité des personnes.

Ces deux groupes ont des fonctions nettement différentes :

3.3.1. *Groupe de* 100 *kVA*

Le groupe de 100 kVA, le plus petit des deux fournit, de façon instantanée, l'énergie électrique aux installations radioélectriques essentielles de l'édifice, à savoir :

— les cabines de programme qui assurent la diffusion et l'enchaînement de toutes les émissions métropolitaines,

— le centre distributeur des modulations, comprenant les installations de commutation automatique des sources de modulation (studios, cabines de lecture, circuits de reportage) vers les émetteurs,

— trois studios d'information et de magazines, et leurs cellules d'enregistrement associées,

— les téléscripteurs des agences de presse,

— les informations téléphonées (INF 1),

— l'éclairage des locaux correspondants.

Ce groupe est entraîné par un moteur diesel Poyaud de 136 CV, non suralimenté, à 6 cylindres en ligne, tournant à 1 000 tours par minute.

La fourniture instantanée de l'énergie est assurée par un volant d'inertie de 2 tonnes, lié rigidement à l'alternateur, entraîné en permanence par un moteur électrique auxiliaire, avec une légère survitesse.

Dès la disparition du secteur (contrôlée sur les circuits prioritaires) un inverseur bascule l'alimentation de ces circuits sur l'alternateur en moins de 1/10 de seconde ; en même temps, le moteur diesel est mis en route au moyen d'un démarreur électrique, et au bout des trois secondes nécessaires pour sa mise en vitesse, il est accouplé, par un embrayage électrique, avec l'alternateur qui a été entraîné dans l'intervalle par le volant d'inertie.

Pendant cette période de démarrage, la fréquence reste comprise entre 53 et 49 Hz (soit une variation de + 6 % à — 2 %) ; elle est ramenée en moins de cinq secondes à la valeur nominale de 50 Hz à ± 1 % près ; ces performances sont assurées par un

— links providing for the feeding of various distribution networks of the same kind by a single transformer. These devices are mechanically identical with the circuit-breakers DSG 1250A but do not carry any protective relays ; the paralleling of transformers of the same kind is made impossible by an electrical control system but the operations of connection and disconnection can be carried out without cutting the current. A relay with magnetic delay which can be regulated from 0.25 to 0.4 second, associated with a pre-selector switch, is used for this purpose.

3.3. Standby electric generators

The supply of electric energy for broadcasting use must be maintained with the minimum interruption, not only because of the size of the radioelectric installations which are assembled there and which govern, to a considerable extent, the operation of the whole national broadcasting network, but also because of the large number of people who work there regularly and whose safety must be assured.

To lessen the effect of any interruption of the electric power supply from E.D.F. which could lead either to a technical fault or to breakdown, it has been necessary to instal two groups of electric generators which, without being able to furnish the whole of the necessary power, do protect the maintenance of a minimum broadcasting service and the safety of staff.

These two groups have quite different functions :

3.3.1. *The* 100 *kVA group*

The 100 kVA group, the smaller of the two, furnishes power immediately to the essential radioelectric installation, that is to say :

— the programme continuities which distribute and link all domestic programmes ;

— the signal distribution centre, including the automatic switching arrangements for signal sources (studios, reproducing cubicles, reporting circuits) feeding the transmitters ;

— three news and magazine studios and their associated recording cubicles ;

— the Press agency teleprinters ;

— the telephonic news service (INF. 1) ;

— the lighting in all the above areas.

This generator is driven by a diesel Poyaud motor of 136 h.p. having 6 cylinders in line and 1 000 r.p.m.

The instant provision of power is ensured by a flywheel of two tons rigidly connected to the alternator, permanently driven by an auxiliary electric motor with slight overspeed.

Immediately on the disappearance of the sector voltage (controlled on priority circuits) a changeover switch transfers these circuits to the alternator in less than 1/10th second. At the same time, the diesel motor is started by an electric starter and at the end of the three seconds necessary for it to reach speed, it is coupled up by an electrical device with the alternator, which has been brought up in the interval by the flywheel.

During this starting up time, the frequency remains within the range between 53 and 49 cycles per second (that is to say a variation of +6 % and —2 %). It is brought in less than five seconds to the nominal value of 50 cycles approx., and this performance is achieved by a highspeed hydraulic regulator integral with the injection pump of the motor.

The Aubry and Simonin alternator includes an entirely static field and regulation system made up of :

— a selenium rectifier providing by means of auxiliaries placed on the armature of the alternator the excitation voltage necessary for no load running ;

régulateur hydraulique à action rapide faisant corps avec la pompe à injection du moteur.

L'alternateur Aubry et Simonin comporte un système d'excitation et de régulation entièrement statique qui permet d'obtenir un excellent réglage de la tension ; il est constitué par :

— un redresseur sec au sélénium, fournissant, à partir de prises auxiliaires placées sur l'induit de l'alternateur, la tension d'excitation nécessaire pour la marche à vide

— un transformateur d'intensité, dont le primaire, parcouru par le courant débité par l'alternateur, fournit au redresseur l'énergie supplémentaire permettant l'augmentation de l'excitation avec la charge.

Au passage de la marche à vide à la pleine charge, la chute de tension est limitée à 20 % pendant un temps ne dépassant pas 0,3 s ; la tension est ensuite ramenée à sa valeur nominale, à ± 5 % près, au bout de 3 s et à ± 1 % près au bout de 5 s ; elle reste constante à ± 1 % pour des variations de charge atteignant 50 % de la puissance nominale.

Les performances de ce groupe, en tension, en fréquence et en rapidité de substitution au secteur permettent d'éviter, sur les installations radioélectriques, toute interruption du service par désexcitation des relais de commande, et toute irrégularité appréciable à l'oreille liée à la perturbation du fonctionnement des appareils d'enregistrement et de lecture (magnétophones et tourne-disques).

3.3.2. *Groupe de* 1 000 *kVA*

Le groupe principal de 1 000 kVA alimente, au bout d'un délai de l'ordre de 10 secondes :

— les circuits d'éclairage « de jalonnement » qui assurent un éclairage réduit dans les circulations (couloirs, escaliers, ascenseurs) et permettent d'évacuer l'immeuble en cas de besoin,

— les ascenseurs de l'immeuble, à raison d'un appareil par batterie, au moyen d'un système automatique de permutation assurant le retour successif au rez-de-chaussée de toutes les cabines, et le maintien en service du dernier appareil de la séquence,

— six studios d'information et de magazines, et leur éclairage,

— le réseau de télétypes intérieurs, entre la Rédaction Centrale et les diverses Sections d'Information,

— les installations de conditionnement d'air des studios maintenus en service,

— les équipements auxiliaires de la Centrale Thermique (pompes de circulation d'eau chaude et froide, pompe de forage, aéroréfrigérants),

— une partie des compresseurs de la Centrale Thermique par l'intermédiaire d'un système de délestage prévu pouréviter toute surcharge.

Ce groupe est entraîné par un moteur diesel SACM-MGO de 1 200 CV, à 12 cylindres en V, tournant à 1 500 tr/mn. Divers équipements complémentaires ont été prévus pour atteindre la puissance de 1 200 CV relativement élevée pour ce type de moteur : suralimentation à haute pression par une turbine Brown Boveri entraînée par les gaz d'échappement : réfrigérant d'huile, réfrigérant d'air d'alimentation, pistons refroidis par pulvérisation d'huile.

Un régulateur hydraulique permet de maintenir la fréquence à ± 2 % près en régime établi, et à ± 5 % près en cas de passage brusque de la marche à vide à la pleine charge ou vice versa.

Comme pour le groupe à intervention instantanée, l'alternateur, construit par les Ateliers d'Orléans, est muni d'un système d'excitation et de régulation statique dont la réalisation fait toutefois appel à un principe différent ; un ensemble de diodes Zener fournit une tension de référence, à laquelle est comparée la tension de sortie de l'alternateur préalablement redressée. Le

— a current transformer whose primary carries the load current of the alternator supplies to the rectifier a supplementary alternating current corresponding to the increase of excitation voltage necessary for running under load.

This system gives excellent voltage regulation :

In passing from off-load running to full-load running the voltage drop is limited to 20 % maximum during a time not greater than 0.3 second. The voltage is then brought up to its nominal value to ± 5 % approx. at the end of 3 seconds and to ± 1 % approx. at the end of 5 seconds. It remains constant at ± 1 % for load variations up to 50 % of the nominal power.

The performance of this generator in terms of voltage, frequency, and rapidity of substitution, makes it possible to avoid in the radioelectric installations any interruption of the service by the de-energising of control relays and any disturbances detectable by the ear associated with disturbance in the operation of recording and playback machines (tape machines and disk turntables).

3.3.2. *The* 1 000 *kVA group*

The principal machine of 1 000 kVA feeds, after a delay of about 10 seconds :

— the " basic lighting " which provides reduced illumination in the areas of movement (the corridors, stairways and lifts) and makes it possible to evacuate the building in case of need

— all the lifts of the building by way of a battery equipment using an automatic switching system ensuring the sequential return to ground level of all the lifts and the maintaining in operation of the last car in the sequence

— six news and magazine studios and their lighting

— the internal teleprinter network between the central editorial control and the various news sections

— the air conditioning installation for the studios remaining in service

— the auxiliary equipment for the Thermal Centre (the circulation pumps for cold and hot water, the pump for the well, and the air coolers)

— part of the compressors of the Thermal Centre through a load reducing system designed to avoid any overload.

This generator is driven by a SACM-MGO Diesel motor of 1 200 h.p. having 12 V cylinders, turning at 1 500 r.p.m. Various supplementary arrangements have been provided to attain the power of 1 200 h.p., which is fairly high for this type of motor, including supercharging at high pressure by a Brown Boveri turbine driven by exhaust gases, an oil cooler, and a cooler for the air supply with pistons chilled by oil misting.

A hydraulic regulator makes it possible to maintain the frequency at ± 2 % approx. in the stable running condition and ± 5 % approx. when the load changes abruptly from the non-load condition to the full-load condition, or vice versa.

As in the machine for instant operation, the alternator, constructed by Ateliers d'Orléans, is provided with a static field and regulation system whose design is, however, based on a different principle. A group of Zener diodes provides a reference voltage which is compared with the voltage output of the alternator. The error signal is amplified by a magnetic toroid pre-amplifier which, in its turn, controls transducers supplying the power needed for the excitation of the alternator. Stabilisation circuits are provided to avoid hunting. The voltage is maintained within the same limits as those indicated for the 100 kVA group with a slightly more rapid response.

When the machine starts up, the total load is applied in two stages, separated by an interval of 5 seconds after a pause of 2 seconds. This arrangement has been adopted to take account of the supercharging of the diesel which does not allow such

WRH

signal d'erreur est amplifié par un préamplificateur magnétique à tores qui commande à son tour les transducteurs fournissant la puissance nécessaire à l'excitation de l'alternateur. Des circuits de stabilisation sont prévus pour éviter toute oscillation de l'ensemble. La tension est maintenue dans les mêmes limites que celles indiquées pour le groupe de 100 kVA, avec une rapidité de réponse légèrement supérieure.

Au moment du démarrage du groupe, la charge totale est appliquée en deux temps, séparés par un intervalle de 5 secondes, après une temporisation de 2 secondes : cette disposition a été adoptée pour tenir compte de la suralimentation du diesel qui limite la rapidité de mise en régime.

Le refroidissement des deux moteurs est assuré par une circulation d'eau perdue provenant du forage de la Centrale Thermique.

La protection contre les vibrations est réalisée de façon particulièrement efficace, au moyen d'amortisseurs à ressorts : pour réduire la fréquence propre du système et diminuer l'amplitude des vibrations, chaque groupe est solidaire d'une dalle de béton armé d'un volume important abaissant le centre de gravité de l'ensemble près du plan des supports ; la protection contre le bruit aérien élevé de ces groupes n'a pas posé de problèmes particuliers, étant donné la parfaite indépendance des structures de gros œuvre, et l'éloignement des locaux maintenus en service sur l'alimentation électrique de secours.

3.4. Salle de distribution basse tension

La Salle de Distribution Basse Tension constitue le point de contrôle de la fourniture d'énergie pour l'ensemble de l'édifice. Elle groupe en effet :

— le pupitre général (fig. 4) sur lequel est disposé le schéma synoptique de l'installation avec les commandes et les signalisations des disjoncteurs haute et basse tensions, les signalisations des sectionneurs haute tension, des disjoncteurs protégeant les condensateurs associés aux transformateurs, des inverseurs normal-secours, les boutons d'arrêt d'alarme sonore, les voltmètres et ampèremètres des transformateurs ;

— un panneau comportant, sur un plan donnant la forme générale de l'édifice, la signalisation des disjoncteurs divisionnaires des sept tableaux basse tension et des principaux départs de courant continu (signalisation Marche-Arrêt et Déclenchement sur défaut) ;

— les sept tableaux (à raison d'un par transformateur) des départs « Eclairage », « Force Technique » et « Force Industrielle »,

— le tableau de départ « Secours » vers les compresseurs de la Centrale Thermique (avec son système de délestage).

Alimentés à la fois par les groupes électrogènes et par le poste de transformation, ces tableaux sont disposés de façon non jointive, afin de faciliter les extensions éventuelles. Ils sont constitués par des armoires préfabriquées de dimensions standardisées type « Mecabloc » pouvant s'assembler latéralement, divisées en un certain nombre de cases dans le sens de la hauteur (fig. 5).

Chaque case est fermée à l'avant par une porte au-dessus de laquelle un bandeau fixe reçoit une poignée d'embrochage, une poignée d'enclenchement et deux lampes de signalisation. Un verrouillage mécanique interdit le débrochage des disjoncteurs enclenchés, ainsi que l'ouverture de la porte des disjoncteurs non débrochés. Chaque disjoncteur, placé dans une case entièrement fermée, est totalement isolé des appareils voisins et de la partie arrière de l'armoire réservée au jeu de barres, aux conducteurs d'alimentation et aux circuits de départ ; les passages de conducteurs entre les cases et la partie arrière sont protégés par des pièces de traversée en matière isolante évitant tout contact accidentel, lorsque les disjoncteurs sont débrochés et retirés.

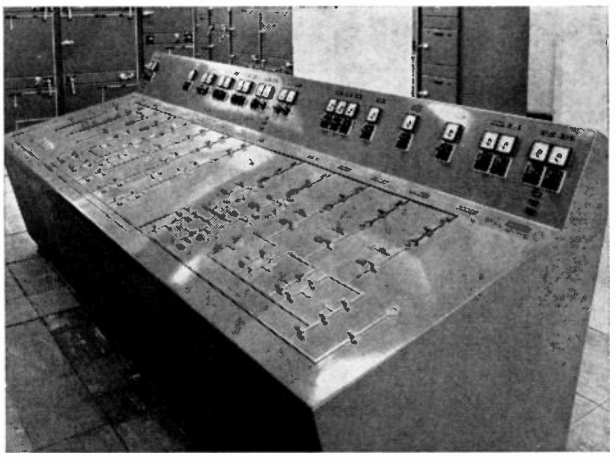


Fig. 4. — Salle de distribution basse tension. Pupitre de commande.
— LT distribution room - control desk.

a rapid operation as in the case of a motor which is not supercharged.

The cooling of the two motors is by the circulation of lost water coming from the well of the Thermal Centre.

Protection against vibration is arranged in a particularly effective manner by means of spring shock absorbers. To lower the self-frequency of this system and lessen the amplitude of vibrations, each alternator is secured to a sheet of reinforced concrete which contains a substantial volume down below in which are submerged large bars of steel to lower the centre of gravity of the assembly as far as possible from the mounting. Protection against high airborne noise in these groups has not presented any particular problems given the complete separation of the structures from the main building and the remoteness of the areas maintained in service by the standby electric supply.

3.4. Low tension distribution room

The low tension distribution room is the control point for the provision of power for the whole of the building. It contains :

— the general desk (fig. 4) on which appears the mimic diagram of the installation with the controls and signalling for the high and low tension breakers, the signalling for the high tension sections, breakers protecting the condensers associated with the transformers, the changeover devices for normal to standby, stop buttons for the sound alarm, and measuring equipment (voltmeters and ampmeters) ;

— a panel showing on a drawing following the general form of the building, the signalling of the divisional circuit-breakers of the seven low tension assemblies, and the principal direct current outputs (signals being Go, Stop, and Disconnect for Fault) ;

— Seven panels (being one for each transformer) of the outputs to lighting, "technical power", and "industrial power" ;

— the panel of "standby" output for the compressors of the Thermal Centre (with its ballast arrangement).

Supplied both by the generators and by the transformer station, these panels are arranged in a spaced-out manner in order to allow eventual extension. They are on prefabricated cabinets of standard dimensions of the "Mecabloc" type which can be assembled side by side, divided in some instances in the vertical direction (fig. 5).

Each container is closed at the front by a door, above which a fixed strip receives a plug-in socket, a locking socket and two signal lamps. A mechanical interlock prevents the unplugging of the operational breakers as well as the opening of the doors of the circuit-breakers which are not deplugged.

Pour des raisons de standardisation et d'interchangeabilité, les calibres des disjoncteurs utilisés ont été limités aux trois valeurs de 100 A, 200 A et 600 A.

— Disjoncteurs rapides limiteurs de 200 A et 600 A tétrapolaires pour les départs les plus importants : pouvoirs de coupure respectifs 25 000 A et 50 000 A. Ces disjoncteurs sont équipés de relais de protection comportant 3 déclencheurs électromagnétiques instantanés réglables et 3 déclencheurs thermiques dont la bilame est alimentée par un transformateur d'intensité à fuites réglables, permettant d'ajuster l'intensité de déclenchement.

Each circuit-breaker is therefore in a container entirely closed on all sides. It is therefore totally isolated from neighbouring equipment and from the back part of the cabinet which is reserved for busbar distribution and from the supply conductors of the cabinets and the output circuits. The run of conductors between the cases and the back part is protected by bridges in insulating material which prevent any accidental contact, when the breakers are unplugged and withdrawn.

For reasons of standardisation and interchangeability, the capacity of the breakers used has been limited to three values of 100 A, 200 A and 600 A.

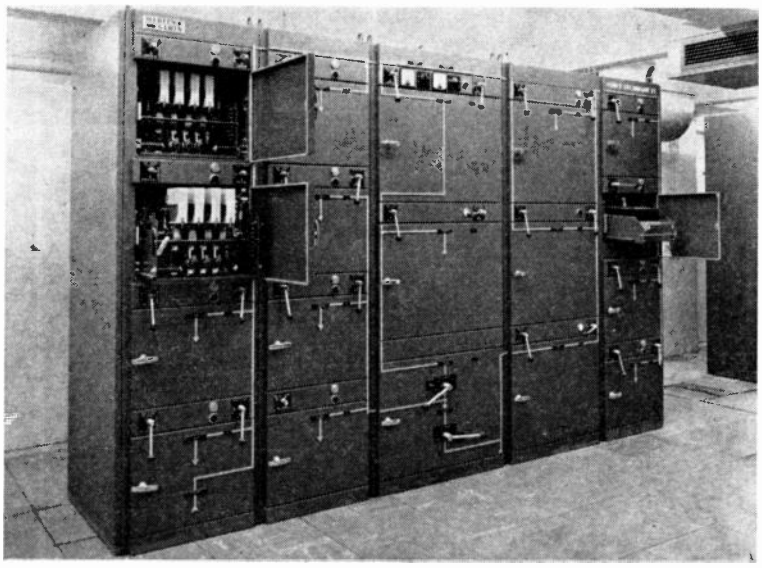


FIG. 5. — Salle de distribution basse tension. Tableau « Force technique » n° 2. Dans la tranche de gauche, deux disjoncteurs 200 A, dont l'un est débroché ; dans la tranche de droite, un disjoncteur 100 A débroché.

Fig. 5. — LT distribution room. N° 2 « Technical power » board. In the section to the left, two 200 A circuit-breakers of which one is open : in the right-hand section, a 100 A circuit-breaker.

— Disjoncteurs type « Compact » sous boîtier en matière moulée, calibre 100 A, tétrapolaires, associés à des fusibles à haut pouvoir de coupure (50 000 A) équipés de relais thermiques et magnétiques réglables.

Les contacts auxiliaires nécessaires à la signalisation Marche, Arrêt et Déclenchement sur défaut sont prévus de façon systématique. La signalisation « Déclenchement sur défaut » apparaît à la fois sur un voyant particulier à la case du disjoncteur en cause et sur le panneau de signalisation générale ; de plus, elle provoque le déclenchement d'une alarme sonore. Un bouton d'arrêt de sonnerie placé sur le pupitre de commande remet le dispositif en situation de signaler un nouveau défaut, même si le premier n'a pas été éliminé.

Les inverseurs « Normal-Secours » équipant chaque tableau sont réalisés au moyen de deux interrupteurs de calibre 600 A (identiques aux disjoncteurs 600 A, aux relais de protection près), munis de bobines de commande à distance, à émission de courant alimentées sous 115 V continu. Malgré le rôle de ces inverseurs, qui implique un fonctionnement automatique, il a été jugé plus prudent de ne pas utiliser des contacteurs qui n'offrent pas les mêmes garanties de tenue aux efforts électrodynamiques, et qui présentent, par conséquent, des risques d'ouverture intempestive et de soudure des contacts en cas de court-circuit violent.

3.5. Atelier d'énergie a courant continu

Cet atelier, installé au sous-sol, comprend essentiellement :

● Dans un premier local :

— deux batteries 48 V, 1 200 Ah identiques, l'une pour les besoins du téléphone, l'autre pour la commande et de signalisation des installations techniques radioélectriques,

— une batterie 220 V, 288 Ah pour l'éclairage de sécurité des salles publiques,

— Highspeed limiting circuit breakers of 200 A and 600 A, 4-pole, for the most important outputs : breaking power of respectively 25,000 A and 50,000 A.

These breakers are equipped with protection relays :

3 instantaneous and adjustable electromagnetic trips,

3 thermal trips whose thermal strip is supplied by a current transformer of variable output making it possible to adjust the trip,

— breakers of the « Compact » type under a cover of moulded material calibrated 100 A, 4-pole associated with fusible elements of high rupture capacity (50,000 A) equipped with adjustable thermal and magnetic relays.

The auxiliary contacts necessary for the signalling of Start, Stop, and Disconnect-for-Fault, are organised in a systematic way. The signal « Disconnect-for-Fault » appears at the same time on a special indicator on the case of the breaker concerned and on the general signalling panel. In addition it causes the tripping of a sound alarm. A stop button for the bell, placed on the control desk re-sets the device for the signalling of a new fault even if the first has not been dealt with.

The « normal/standby » changeovers equipping each board are in the form of two switches of the 600 A size (similar to the 600 A breakers without protection relays) provided with coils for remote control, fed by 115 V direct current and able to operate over a wide range of voltage (between 90 and 115). Despite the role of these changeovers, which imply automatic functioning, it has been considered prudent not to use contactors which do not offer the same guarantees of resistance to electrodynamic forces and which present, as a result, unexpected risks of opening and of the welding of contacts in the case of violent short circuit.

— une batterie 115 V, 100 Ah pour la commande et la signalisation de l'installation d'énergie haute et basse tensions.

Toutes ces batteries sont au plomb, d'une réalisation donnant toute garantie contre les courts-circuits intérieurs entre plaques et contre la chute de matière active. Chaque élément est muni d'un bouchon filtrant évitant tout dégagement d'acide au moment de la charge à fond.

Les batteries ont été installées dans un local particulier comportant un revêtement de sol antiacide et une ventilation spéciale.

● Dans un deuxième local contigu est installé le reste de l'appareillage, qui comprend :

— *Un tableau du type MECABLOC* groupant :

1° les disjoncteurs de protection des redresseurs, alimentés sur les circuits secours par le groupe électrogène principal. Les batteries peuvent donc être maintenues en service quelle que soit la durée de la disparition du secteur.

2° les disjoncteurs des départs 48 V continu :

a) *48 V Téléphone* : 4 départs vers les six sous-répartiteurs desservant la couronne extérieure du bâtiment (le départ principal vers l'autocommutateur est pris en amont du tableau, sans aucun appareillage de coupure),

b) *48 V Technique* : 5 départs vers les installations radioélectriques de l'ensemble du bâtiment (cabines de son, d'enregistrement, de copie, etc. et Centre Distributeur de Modulation)

Les signalisations Marche, Arrêt et Déclenchement sur défaut, ainsi que les circuits d'alarme sonore de tous ces disjoncteurs sont renvoyées sur le panneau de signalisation de la Salle de Distribution Basse Tension.

— *Un tableau d'éclairage de sécurité* pour les départs 200 V continu vers les Salles Publiques, leurs accès et certaines de leurs annexes (vestiaires et loges d'artistes).

— *Les redresseurs* associés aux quatre batteries situées dans le local voisin. Ces redresseurs, du type à tension constante et à courant limité, assurent le fonctionnement des batteries en floating. La tension est régulée à 2,17 V par élément (à ± 0,5 % près) soit 222 V pour la batterie 220 V.

Un système automatique (minuterie + relais temporisé) permet, après une coupure de secteur d'une durée au moins égale à 5 minutes, d'effectuer une charge régulée à intensité quasi constante, jusqu'à ce que la tension atteigne 2,25 V par élément ; cette tension est maintenue à ± 0,5 % près jusqu'au retour au régime floating commandé par la minuterie.

De plus, un régime de charge à fond est prévu pour la formation de la batterie (le circuit d'utilisation n'étant pas branché) ; la tension de fin de charge atteint 2,65 V par élément.

Ce système nécessite une haute précision de la régulation pour maintenir la batterie en bon état de charge pendant le « floating » et pour obtenir une charge rapide pendant le régime de « charge régulée ». Cette précision est atteinte grâce à l'utilisation d'un servomécanisme entièrement statique, comprenant une référence de tension, un discriminateur fournissant la tension d'erreur, un préamplificateur magnétique et un transducteur de puissance.

Cette disposition conduit à une simplification considérable par rapport à la solution classique, qui nécessite un redresseur pour charge à fond et charge d'entretien, un second redresseur pour la marche en floating, un réducteur de batterie à servomoteur et l'appareillage d'automaticité de l'ensemble.

4. Canalisations électriques principales

A partir des tableaux basse tension, l'énergie électrique est distribuée par un réseau de canalisations et de colonnes montantes comprenant :

3.5. DIRECT CURRENT POWER WORKSHOP

This workshop, installed in the basement, contains essentially :

● in one room :

— two identical 48 V, 1 200 Ah batteries, one for telephone requirements, the other for control and signalling in the radioelectrical installation,

— a 200 V, 288 Ah battery for standby lighting in the public areas,

— a 115 V, 100 Ah battery for control and signalling in the high and low tension installation.

All these batteries are of the lead type, of a design which gives protection against internal short circuits between plates and against the fall-out of active material. Each cell is provided with a filter cap preventing any discharge of acid at the moment of heavy charge.

The batteries have been installed in a special room containing anti-acid floor treatment and special ventilation.

● In a second and neighbouring room is installed the rest of the apparatus, which includes :

— *A board of the MECABLOC type grouping* :

1st, rectifier protection breakers fed on the standby circuits by the principal standby generator. The batteries can therefore be maintained in service whatever may be the duration of the unavailability of the sector ;

2nd, output breakers, 48 V direct current :

a) *48 V telephone* : 4 outputs for six subdistributors serving the external crescent of the building (the principal output to the autoswitch is taken directly from the board without any interrupting device) ;

b) *48 V technical* : 5 outputs to the radioelectric installations of the building generally (the sound recording and copying cubicles, etc. and the Main Dispatching Centre).

The Start, Stop, and Disconnect-for-Fault signals, as well as the sound alarm circuits corresponding to all these breakers (DC and AC) are conveyed to the signalling panel of the low tension distribution room.

— *A standby lighting board*, for the 220 V DC outputs to the public rooms, their reception areas and certain of their ancillary accomodation (clockrooms, artists'dressing rooms and green rooms).

— *Rectifiers* associated with the four batteries situated in the neighbouring rooms. These rectifiers are of the constant voltage, limited current type to provide floating charge operation of the batteries. The voltage is regulated at 2.17 V per cell to ± 0.5 % approx. (that is to say 222 V for the 220 V battery).

An automatic system (timing device plus time relay) operating after a section interruption of at least five minutes, provides a substantially constant charge until the voltage reaches 2.25 V per cell. This voltage is maintained to ± 0.5 % approx. until the return to the floating condition controlled by the timing device.

In addition, a trick charging arrangement is provided for the maintenance of the battery (the load circuit not being connected) : the voltage at the end of the charge reaches 2.65 V per cell.

This system requires high regulation precision in order to maintain the battery in good condition of charge during floating and to obtain rapid charge during the time of controlled charge while limiting the voltage to 2.25 per cell. This precision is obtained by the use of an entirely static servomechanism arrangement involving a voltage reference, a discriminator providing the error voltage, a magnetic preamplifier and a power transducer.

— les parcours horizontaux réalisés en câbles sectoraux à isolement butylnéoprène et à armure en acier cannelé, choisis en raison de leur facilité de pose dans des passages encombrés, et de leur grande résistance à l'échauffement ;

— les parcours verticaux réalisés en barres de cuivre enrobées dans un béton isolant spécial, donnant une sécurité totale au point de vue incendie et présentant une très grande résistance aux efforts électrodynamiques.

Ces colonnes montantes sont munies, à chaque étage, de groupes bornes de dérivation en nombre supérieur à celui des départs équipés initialement, de façon à réserver toutes facilités d'extension ; les bornes non utilisées sont obturées par des bouchons filetés isolants.

En raison des longueurs relativement importantes de canalisations (pouvant atteindre 150 m environ) la section des conducteurs s'est trouvée, dans la plupart des cas, déterminée par la condition de chute de tension : ils sont donc très largement dimensionnés, et les courants de court-circuit demeurent élevés, même à distance assez grande des transformateurs. En conséquence, les disjoncteurs de petit calibre qui protègent les dérivations ont dû être associés à des fusibles dits « d'accompagnement » qui présentent le pouvoir de coupure voulu.

Ces ensembles Disjoncteurs + Fusibles sont du type compact, débrochable ; l'ouverture du disjoncteur est provoquée par la fusion d'un seul des fusibles d'accompagnement, de façon à éviter la marche en monophasé.

Les dérivations correspondantes alimentent, à chaque niveau, un tableau groupant les fusibles protégeant les circuits d'étage, et divers accessoires comme les télérupteurs d'éclairage des couloirs (éclairage normal et éclairage de jalonnement).

Colonnes montantes, disjoncteurs et tableaux d'étage sont groupés dans des gaines techniques verticales placées à proximité des cages d'escaliers et accessibles au seul personnel d'entretien.

5. Protections électriques

5.1. Sélectivité des protections

Une sélectivité complète dans le fonctionnement des appareils de protection a été recherchée : cela signifie que, seul le disjoncteur situé immédiatement en amont du défaut doit déclencher, et implique :

que les disjoncteurs doivent avoir un temps de réponse décroissant, dans le sens de l'écoulement de l'énergie,

qu'ils doivent tous posséder le pouvoir de coupure correspondant au point où ils sont installés, et une tenue aux efforts électrodynamiques et à l'échauffement leur permettant de supporter les contraintes mécaniques et thermiques dues au passage du courant de défaut pendant la durée de la temporisation,

que l'installation située en amont du dernier disjoncteur doit être particulièrement soignée pour que tout défaut y soit pratiquement exclu, faute de quoi, les temporisations, en retardant l'élimination du défaut, augmentent les risques de dégâts éventuels.

Le schéma (fig. 6) donne les courbes de fonctionnement échelonné des divers appareils de protection placés en série.

5.2. Mises a la terre

La question des mises à la terre demeure toujours très controversée, même depuis la publication du décret du 14 novembre 1962, sur la protection des travailleurs contre les courants électriques. L'installation de la Maison de la Radio de Paris

That device leads to a considerable simplification as compared with the conventional solution, which requires a rectifier for basic charge and maintaining charge, a second rectifier for the floating condition, a servomotor arrangement and automatic equipment for the whole assembly.

4. Principal electric ducts

Starting from the low tension board, the electrical power is distributed by a duct network involving :

— horizontal runs using cables having neoprene insulation and stranded steel armour chosen because of their ease of introduction into crowded paths and their high resistance to heating,

— vertical runs constructed in copper bars covered by a special isolating cement giving total safety from the point of view of fire and offering very high resistance to electrodynamic effects.

These vertical runs are provided at each storey with group connectors in larger number than those of the originally-planned outputs so as to provide facilities for extension. The connections which are not used are covered by insulating caps.

Because of the considerable lengths of the ducting (which can reach about 150 metres) the conductor cross-section has, in most cases, been decided by the requirements for voltage drop. The conductors are therefore of quite large dimensions and the short circuit current remains high, even at fairly large distances from the transformers. Circuit-breakers of small size which protect the secondary loads have therefore had to be associated with fusible units which provide the necessary rupture capacity.

These assemblies of breakers plus fusible units are of a compact type and pluggable. The operation of the circuit-breaker occurs on the fusing of any one of the associated fusible units so as to prevent continued single phase operation.

The corresponding distribution circuits feed at each level a board which groups the fuses protecting the circuits on that storey and various accessories such as controlled lighting switches for the corridors (normal lighting and emergency lighting).

Rising circuits, circuit-breakers and boards for each floor, are grouped in vertical technical channels placed close to the lift shafts and accessible only to maintenance staff.

5. Electrical protections

5.1. Protection selectivity

Complete selectivity in the operation of protective devices has been sought. This means that only the circuit-breaker situated immediately in the neighbourhood of a fault should trip and it implies that :

the circuit-breakers must have a decreasing response time related to the power level ;

they must all possess the full interruption capacity at the point where they are installed, with resistance to electrodynamic effects and to heating which will enable them to overcome mechanical and thermal strains resulting from the passage of the fault current during the course of time delay ;

the installation situated in the neighbourhood of the last circuit-breaker must be particularly carefully arranged so that any fault should be unlikely in that part of the installation. If that is not the case, the time delays, by deferring the elimination of the fault, will increase the risk of eventual damage.

The attached diagram (fig. 6) shows the stepped operational characteristics of the various protective devices placed in series.

ayant été conçue et pratiquement réalisée avant l'intervention de ce décret, l'ORTF a dû se forger une doctrine particulière, en partant de textes antérieurs.

L'installation a donc été réalisée de la façon suivante :

— les masses métalliques du poste de livraison et du poste de transformation ont été reliées à l'enveloppe de plomb des câbles d'alimentation, suivant les prescriptions de l'E.D.F.

— les masses métalliques du reste de l'installation (dans tout l'édifice) ont été reliées, ainsi que les neutres des transformateurs, à la prise de terre constituée par l'ensemble des armatures

5.2. EARTHING

The question of earthing is always controversial even after the publication of the law of the 14th November 1962 concerning the protection of workpeople against electrical currents.

The Broadcasting House installation in Paris was designed and almost completed before the appearance of this law. ORTF therefore had to produce a special set of rules, starting from earlier texts.

The installation has therefore been arranged in the following way :

— metal masses at the supply station and the transformer

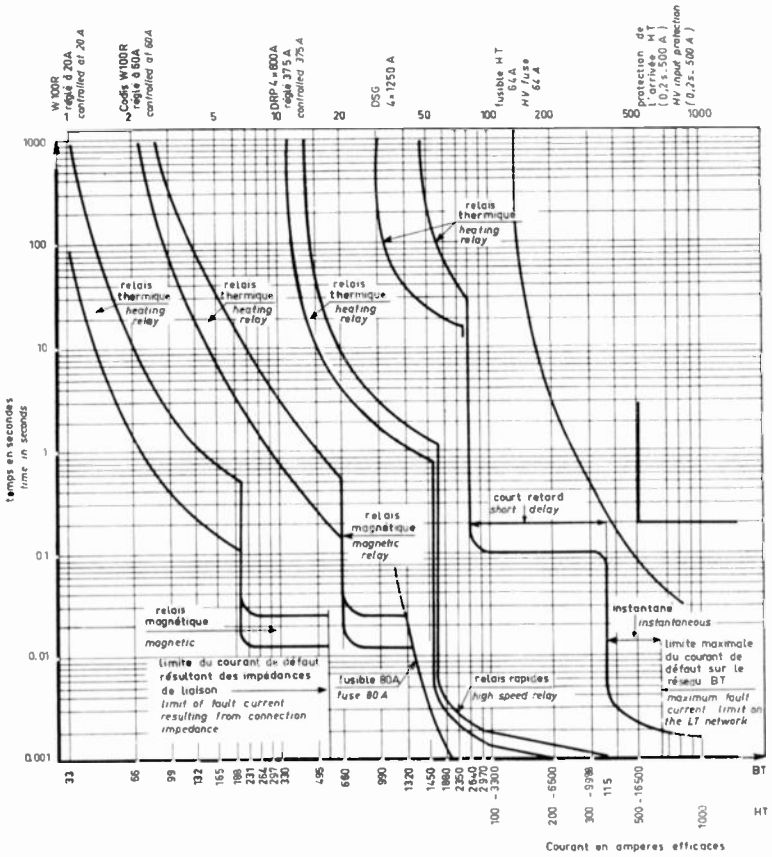


FIG. 6. — Courbes de fonctionnement échelonné des divers appareils de protection placés en série.

FIG. 6. — Stepped operational characteristics of the various protective devices placed in series.

des fondations en béton armé du bâtiment soudées entre elles au moment de la construction.

Le neutre de chaque transformateur a été relié à cette prise de terre générale par un conducteur raccordé en aval du disjoncteur basse tension correspondant. (Cette condition est imposée par E.D.F. pour que le transformateur en cause puisse être totalement isolé du reste de l'installation lors d'une intervention dans sa cellule).

Les masses métalliques réparties dans tout le bâtiment sont reliées à cette prise de terre générale par l'intermédiaire d'un réseau de terre réalisé au moyen d'un conducteur spécial (bande de cuivre non isolée), et non par l'intermédiaire du conducteur neutre de la distribution, afin d'éviter tout ronflement sur les circuits de modulation.

Ce schéma permet d'éliminer les courts-circuits francs à la masse avec une très grande rapidité, les disjoncteurs de protection étant soumis à un courant de défaut qui n'est limité par aucune autre résistance que celle du défaut lui-même et celle, le plus souvent négligeable, des conducteurs actifs et du circuit

station have been connected to the lead sheath of the supply cables according to the requirements of E.D.F. ;

— metal masses in the rest of the installation (the whole of the building) have been connected, along with the neutrals of the transformers, to the ground connection made by the whole of the steel framework, welded together at the time of building, in the reinforced concrete foundations of the structure.

The neutral of each transformer has been bonded to this general ground by a conductor below the corresponding low tension circuit-breaker (this condition is laid down by E.D.F. so that the transformer in question can be totally isolated from the rest of the installation during work in its compartment).

The metal masses distributed throughout the building are connected to this general earth point through an earth network using copper strip, and not by the intermediacy of the neutral conductor of the low voltage distribution circuit, so as to avoid any risk of disturbance to the sound control equipment by circulating current.

This arrangement makes it possible to eliminate short circuits to ground with high rapidity, the protective circuit-breakers

de terre. La protection du personnel est assurée du fait de cette rapidité d'intervention des disjoncteurs.

En ce qui concerne les défauts présentant une impédance relativement élevée qui limite le courant à une valeur inférieure au seuil de déclenchement des disjoncteurs, les dispositions adoptées permettent d'éviter que les masses soient portées à un potentiel supérieur à la tension de sécurité. Dans ce cas-là également la protection du personnel se trouve assurée.

6. Conclusion

Cet exposé aura atteint son objectif s'il a réussi à montrer, sur l'exemple de la Maison de la Radio de Paris, la variété des problèmes technologiques que pose aux constructeurs d'immeubles importants la réalisation d'équipements d'énergie électrique présentant un haut niveau de sécurité, tant pour assurer la permanence du service, que pour garantir la sécurité des personnes.

being subjected to a fault current which is limited by no resistance other than that of the fault itself and the resistance, usually negligible, of the conductors involved and the earth circuit. Because of this speed of operation in the circuit-breakers reliable staff protection is ensured.

As concerns faults which present relatively high impedance, limiting the current to a value lower than the operating threshold of the circuit-breakers, the arrangement used ensures that metal structures will not rise to a potential above the safe potential. In this instance, also, the protection of staff is ensured.

6. Conclusion

This long account, will have achieved its object if it has succeeded in showing, by the example of Broadcasting House, the variety of the technological problems which arise for the constructors of substantial buildings in the design of electrical power equipment which is to offer a high level of safety for the protection of the service and for the safety of the staff.

R. LAMORAL

Ingénieur en Chef à l'ORTF

Chief Engineer ORTF

Traitement acoustique des studios et des grandes salles

Acoustic treatment of studios and concert halls

1. Les grandes salles et les studios

Dans l'ensemble de soixante studios répartis dans le bâtiment de la Maison de l'ORTF, on peut distinguer :

— les grandes salles,

— les studios moyens,

— les petits studios de parole.

1.1. LES GRANDES SALLES, au nombre de cinq comportent :

— Un auditorium de 12 000 m³ contenant 1 000 places et destiné aux grands concerts,

— Un grand studio de musique de 8 000 m³,

— Un théâtre music hall de 8 000 m³ contenant 800 places et utilisable par la télévision,

— Un auditorium de 4 000 m³ et 220 places,

— Un studio de TV de 3 000 m³ et 100 places.

1. Concert halls and studios

Among the sixty studios provided in the Broadcasting House building there are :

— very large studios of the concert-hall type,

— middle-sized studios

— small studios for the spoken word.

1.1. THE LARGEST STUDIOS, numbering five, include :

— An auditorium of 12,000 cubic metres having 1,000 seats and intended for major concerts,

— A principal music studio of 8,000 cubic metres,

— A music hall theatre of 8,000 cubic metres containing 800 seats and usable for television,

— An auditorium of 4,000 cubic metres and 220 seats,

— A television studio of 3,000 cubic metres and 100 seats.

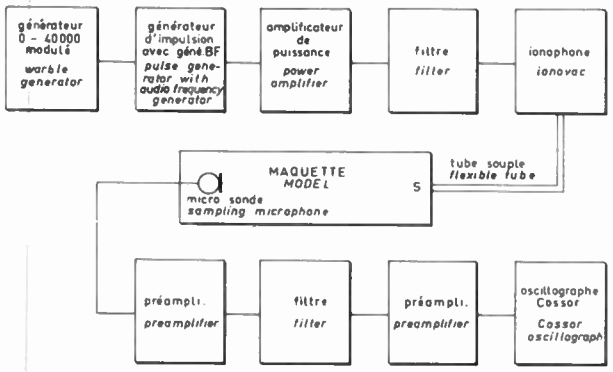


FIG. 1*a*. — Schéma d'ensemble.
— Block diagram.

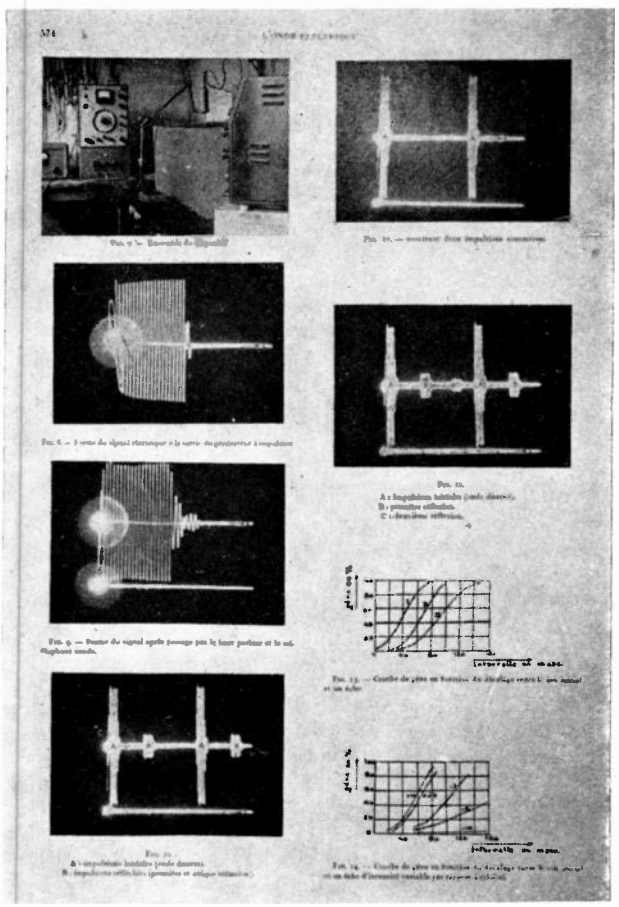


FIG. 1. *b*

Les deux premiers nommés ont été étudiés acoustiquement sur maquettes au 1/30 par un procédé mis au point à l'ORTF il y a quelques années. Ce système a pour but essentiel d'obtenir une forme générale favorable.

C'est de cette forme en effet que dépend l'homogénéité du champ sonore, les grandeurs relatives du son direct et du son réverbéré, et ce qui est encore plus déterminant, l'absence ou non d'échos francs, de « flutter echoes », et de focalisations gênantes.

Jusqu'à maintenant et très généralement, ce problème se résolvait au moyen d'épures géométriques réalisées sur une coupe longitudinale, une coupe transversale et une vue en plan de la salle à étudier.

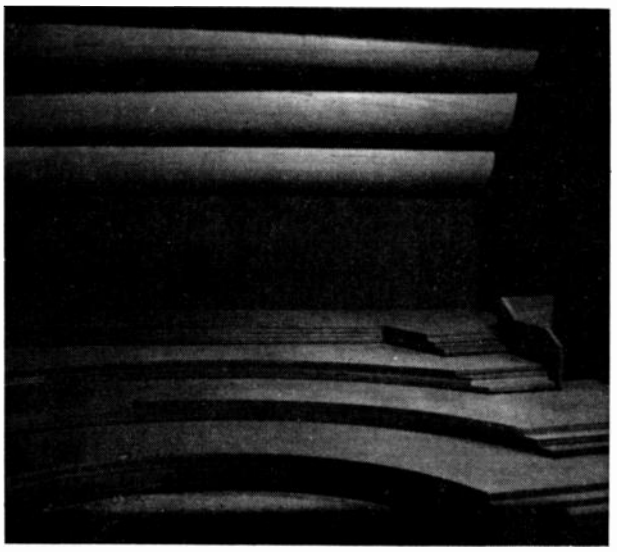


FIG. 2. — Intérieur d'une maquette.
— Inside of a model.

The first two have been developed acoustically by models 1/30 scale using methods developed by ORTF some years ago. The basic aim of this system is to obtain generally suitable proportions.

It is the shape and proportioning which determine the uniformity of the sound field, the relative magnitudes of direct sound and reverberant sound and, what is even more important, the absence or otherwise of free echoes, of flutter echoes and of troublesome concentrations of sound energy.

Previously, and in general terms, this problem has been resolved by means of geometric examination using a longitudinal section, a transverse section, and a plan view of the room.

This was a matter of using samples in two dimensions to examine the path differences for different sound paths, this

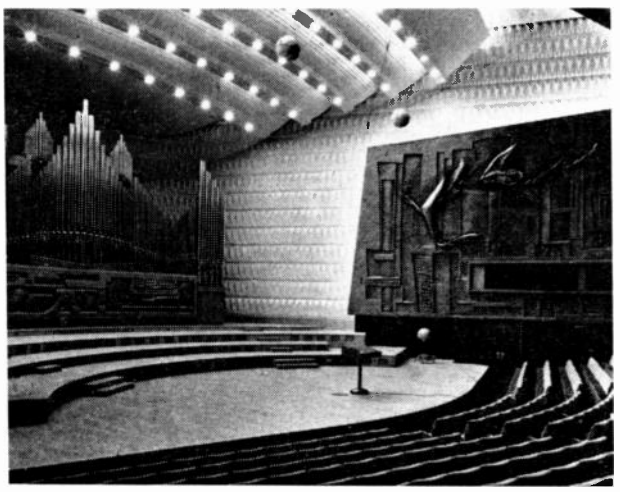


FIG. 3. — Grand auditorium 12 000 m³.
— Large auditorium 12,000 cubic metres.

Il s'agissait donc d'épures en deux dimensions permettant de matérialiser les « différences de marche » entre les divers « rayons acoustiques » et cela pour un certain nombre de positions de la source sonore et de l'auditeur.

Des travaux dus à BOLT et HAAS, en particulier, donnent les valeurs acceptables pour ces différences de marche, donc permettent de conclure sur la nécessité ou non de modifier la forme représentée sur l'épure.

Malheureusement la méthode ci-dessus a le défaut de ne considérer que les plans favorisés, trois en tout, et donc de n'étudier que l'énergie sonore se propageant dans ces plans mêmes. On conçoit bien que la mise à l'écart systématique de tous les chemins « obliques » laisse échapper un nombre considérable de phénomènes.

Par ailleurs, une épure à trois dimensions est très vite inextricable.

Dans le procédé utilisé à l'ORTF, on envoie des impulsions de 1 milliseconde toutes les 10 millisecondes au moyen d'une source miniature située dans la maquette. Ces impulsions, de forme rectangulaire, contiennent une fréquence ultrasonique, 30 000 Hz en général. Un microphone sonde explore la zone « auditeur » point par point et reçoit donc à la fois l'onde directe et les diverses ondes réfléchies par les parois.

L'ensemble de ce signal reçu, correspondant à ce qu'entendrait un auditeur dans la salle grandeur nature, est envoyé sur l'écran d'un oscillographe cathodique où l'on voit ce qui est favorable et défavorable à une écoute agréable. On cherche alors, à l'aide d'un échantillon très absorbant promené dans la maquette à annuler sur l'écran de l'oscillographe les réflexions défavorables : de cette manière sont dénoncées, une par une, les parties de parois de la salle à modifier. On comprend que ce dispositif ne laisse à peu près rien échapper à l'expérimentateur.

Enfin, l'emploi d'ultrasons dans la maquette a été rendu nécessaire pour conserver le rapport entre la longueur d'onde du son et les dimensions des parois, identique à celui existant dans la salle grandeur nature.

Ce qui précède, une fois précisé, les temps de réverbération ont été ajustés aux valeurs moyennes suivantes :

— 1,75 secondes pour le grand auditorium,

— 1,8 pour le grand studio de musique,

— 1,5 pour le théâtre,

— 1,35 pour la 4 000 m³ musique.

1.2. LES STUDIOS MOYENS

Les studios moyens, au nombre de 15, ont un volume variant de 400 à 2 500 m³ et sont équipés pour le théâtre, la musique ou les variétés.

Les temps de réverbération sont très variables afin de permettre des ambiances aussi variées que possible. On a ainsi un studio 2 500 m³ musique ayant un temps de réverbération de 1,5 seconde, un studio de 400 m³ variétés, de 0,4 secondes.

Selon les cas d'utilisation, existent des annexes très reverbérantes pour effets spéciaux et des annexes sourdes pour effets de plein air.

1.3. LES PETITS STUDIOS

Les petits studios, prévus essentiellement pour la parole, sont standards à la fois en aspect et en temps de réverbération. On a cherché à rendre le moins apparent possible les revêtements acoustiques : une partie importante des parois est recouverte d'une feutrine tendue, d'aspect uniforme, masquant les matériaux fonctionnels.

La communication entre ces studios et leur régie se fait par l'intermédiaire d'un petit labyrinthe acoustique supprimant la porte habituelle malcommode et bruyante ; l'affaiblissement de l'énergie sonore le long de ce labyrinthe est suffisant pour éviter l'effet Larsen.

FIG. 4. — Studio de musique 1 500 m³
— Music studio 1,500 cubic metres.

being done for a certain number of points for the sound and the listener.

Work done by BOLT and HASS, in particular, gives values acceptable for these path differences, so making it possible to decide on the necessity or otherwise of modifying the proportions represented by the sections.

Unfortunately, that method has the defect of examining only the chosen sections, three in all, and therefore of studying the propagation of sound energy only in those same sections. It can readily be understood that the ignoring of oblique paths leaves a considerable number of possibilities unexamined.

On the other hand, a three-dimensional section is impracticable.

In the process used by ORTF, impulses of 1 millisecond every 10 milliseconds are generated by a miniaturised source placed within the model. These pulses, of square waveform, are based on an ultrasonic frequency, usually 30,000 cycles. A test microphone explores the listening zone point by point and receives therefore at the same time the direct wave and the various waves reflected from the walls.

The summation of the received signal, corresponding to what would be heard by a listener in a full-sized room, is applied to the screen of a cathode ray oscillograph on which one can observe what is acceptable and what is not acceptable for agreeable listening. A very absorbent sample is then moved about within the model to discover ways of cancelling the unfavourable reflections by reference to the oscillograph screen. In that way the parts of the walls and ceiling which must be treated are discovered one by one. It will be clear that this method allows practically nothing to escape the investigation.

The use of ultrasonic waves within the sample is necessary to retain the same relationship between the wavelength and the dimensions of the room which will occur in the full-sized building.

This work having been done, the reverberation times have then been adjusted to the following average values :

— 1.75 seconds for the large auditorium

— 1.8 seconds for the major music studio

— 1.5 seconds for the theatre

— 1.35 seconds for the music studio of 4,000 cubic metres.

1.2. MIDDLE-SIZED STUDIOS

These, to the number of 15, have a volume between 400 and 2,500 cubic metres and are equipped for drama, music or variety.

2. Matériaux utilisés

— *Dans le grand auditorium* 104, la méthode des maquettes a permis, en pratique, d'éviter complètement les échos francs presque uniquement par l'étude de la forme générale. Par conséquent, il a été possible de ne placer de l'absorbant « obligatoire » que dans les deux fonds de salle (orchestre et balcon). Le reste des parois a été conservé pratiquement non absorbant, sauf le plafond qui est un immense diaphragme lourd efficace aux fréquences basses et compensant l'absorption aux aiguës des 1 000 sièges.

On s'est alors contenté de placer au-dessus de l'orchestre des surfaces diffusantes et des ouvertures diminuant le niveau des cuivres et des percussions ; ces derniers ont toujours, en effet, tendance à écraser les cordes.

Enfin les grandes orgues apportent une forte diffusion très intéressante.

— *Dans le studio de musique* 103, le principe des revêtements est très différent. Le plafond est entièrement diffusant et partiellement absorbant. Les murs sont constitués de lames de bois diffusantes et décoratives masquant les matériaux acoustiques proprement dits. Ces derniers sont essentiellement des diaphragmes de modules différents afin que les fréquences d'absorption maximale varient, des matériaux perforés fonctionnant en résonateurs et des matériaux poreux dans les parties hautes compensent l'absorption des musiciens au niveau du sol.

Des rideaux absorbants règlables permettent de faire varier de 0,3 seconde environ, le temps de réverbération moyen, selon les goûts du chef d'orchestre, du musicien metteur en onde et le genre de musique exécutée.

— *Dans le théâtre* 102, on a procédé un peu comme dans l'auditorium 104, avec, évidemment, la recherche d'un temps de réverbération plus faible, vu l'utilisation en théâtre et studio d'émissions publiques de télévision.

On a donc d'assez grandes surfaces de placoplâtre en diaphragme recouvert d'une fine pellicule de bois.

Par ailleurs, les éléments diffusants sont peu nombreux car, dans les émissions dramatiques, il importe que la diffusion soit assez faible pour permettre une bonne localisation des acteurs.

— *Dans les studios moyens*, plusieurs procédés ont été utilisés afin d'obtenir une certaine diversité dans la décoration.

On trouvera ainsi soit un système classique consistant à mettre en évidence les matériaux acoustiques (poreux, diaphragmes, diffuseurs) soit le système des résilles formant cache. Dans ce

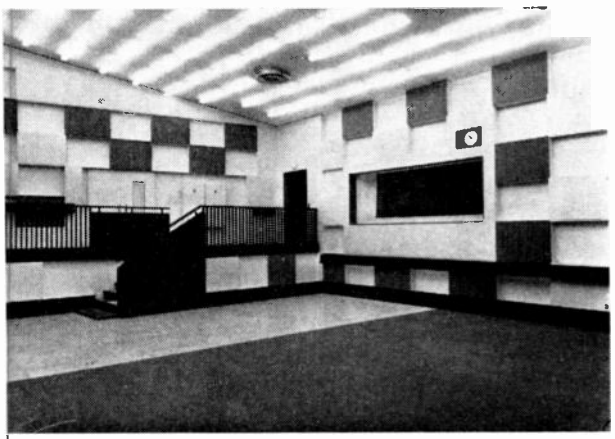


FIG. 5. — Studio théâtre 1 000 m³.
— Drama studio 1,000 cubic metres.

The reverberation times cover a wide range to provide a variety of characteristics which are as different as possible. For example, a studio of 2,500 cubic metres for music has a reverberation time of 1.5 seconds and a studio of 400 cubic metres for variety has 0.4 seconds.

According to need, annexes are provided, being either very reverberant for special effects or very dead annexes for open-air effects.

1.3. SMALL STUDIOS

These, provided basically for the spoken word, are standardised in general appearance and in reverberation time. The acoustic treatment is as inconspicuous as possible. A large part of the wall is covered with stretched felt fabric, of uniform appearance, masking the functional materials.

Communication between each of these studios and its control area is by a small acoustic labyrinth which avoids the need for the usual inconvenient and noisy door. The attenuation of sound energy along this labyrinth is sufficient to avoid Larsen effect.

2. Materials used

— *In the large auditorium 104* the use of the model technique has, in practice, made it possible to avoid free echoes completely, simply by the adjustment of the general proportions. As a result it has been possible to confine the necessary absorbent material simply to the two ends of the room, the orchestra and the balcony. The rest of the walls have been kept practically non-absorbent, except for the ceiling which is an immense heavy diaphragm operating at low frequencies and compensating for the high-frequency absorption of 1000 seats.

It has then been sufficient to place diffusing surfaces above the orchestra and gaps diminishing the level of the brass and the percussion. These latter always have a tendency to swamp the strings.

The large organ pipes contribute an important amount of diffusion.

— *In the music studio 103*, the principle of the treatment is very different. The ceiling is entirely diffusing and absorbent to some degree. The walls are of diffusing and decorative wood strip masking the active acoustic materials. These latter are essentially diaphragms of different dimensions so as to provide differing frequencies of maximum absorption, with perforated components operating as resonators and porous materials in the upper areas to compensate for the absorption offered by the musicians at ground level.

Adjustable absorbent curtains make it possible to vary the average reverberation time by about 0.3 seconds according to the preference of the orchestral conductor and the music producer and the kind of music being performed.

— *In the theatre 102*, much the same arrangement has been followed as in auditorium 104 with, however, a lesser reverberation period in view of the use of the theatre as a studio for audience television transmissions.

There are therefore fairly large surfaces of plaster forming a diaphragm covered by a thin surfacing of wood.

The diffusing elements are less numerous because in drama transmissions it is necessary for the diffusion to be weak enough to ensure that the position of the actors is well defined.

— *In the middle-sized studios* various arrangements have been used to obtain a certain variety in the decoration.

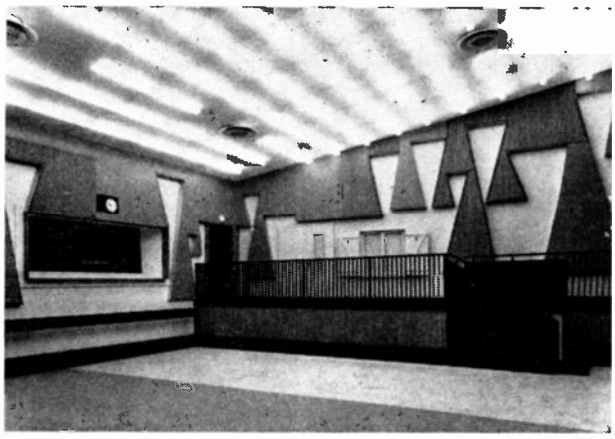


FIG. 6. — Studio théâtre 1 000 m³.
— Drama studio 1,000 cubic metres.

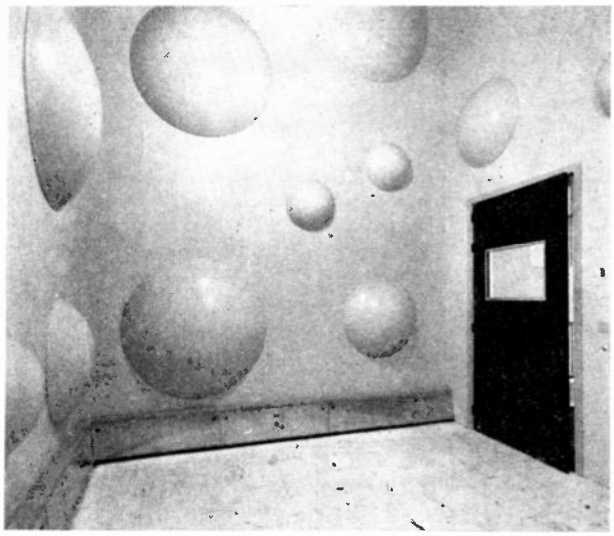


FIG. 7. — Alvéole réverbérante.
— Resonant cavity.

dernier cas, la résille est généralement à mailles très fines, en tissu plastifié, et masque les matériaux absorbants classiques comme dans le studio 103.

Les alvéoles réverbérants sont uniquement équipés d'une très faible surface de diaphragme absorbant les fréquences basses, plus un groupe de calottes sphériques en dur destinées à diffuser l'énergie sonore et à éviter la formation d'ondes stationnaires trop régulières.

— *Dans les petits studios* de parole, au contraire, on a recherché une standardisation aussi grande que possible et, en fait, les couleurs seules peuvent différencier ces locaux.

Les plafonds sont absorbants à la fois aux fréquences basses et aux aiguës, étant constitués de contreplaqué en diaphragme sur lequel des tuiles acoustiques légères sont collées.

Sur les parois verticales on trouve systématiquement de la feutrine tendue en diaphragme et du contreplaqué.

Bien entendu, les temps de réverbération en valeur moyenne comme en fonction de la fréquence sont identiques dans tous ces studios de parole.

One may find, therefore, either a conventional arrangement which brings the acoustic material into prominence, whether porous or in the form of diaphragms or diffusers, or a grid hiding them. In the latter case, the grid is generally of very fine mesh in plastic tissue and it hides conventional absorbent material as in studio 103.

The reverberant cavities are provided with a very thin surface diaphragm absorbing audio frequencies with a group of domes of hard material to diffuse the sound energy and to minimise the formation of any stationary wave system.

— *In the small studios*, for the spoken word, an attempt has been made to standardise as much as possible. Only the colours distinguish the various areas.

The ceilings are absorbent both at low frequencies and at high, being constructed as a plywood diaphragm on which lightweight acoustic tiles are stuck.

The walls are treated with stretched fabric felt and plywood.

The mean reverberation time and its variation with frequency are identical in all these spoken word studios.

LES INSTALLATIONS

THE INSTALLATIONS

R. CLOUARD

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique,
Ingénieur en Chef des Télécommunications

Graduate of the Ecole Polytechnique,
Chief Engineer, Telecommunications

Les problèmes d'exploitation

The operational problems

Introduction

La Maison de la Radio a été souhaitée et conçue pour regrouper l'ensemble des moyens fixes concourant à la réalisation, à la diffusion et, éventuellement, à la conservation de l'ensemble des émissions de radiodiffusion qui sont à la charge de l'Office de Radiodiffusion Télévision Française.

Il est donc nécessaire, pour comprendre la conception générale de cette Maison, l'importance de ses équipements, leur répartition et leurs possibilités, d'analyser d'abord les tâches de l'Office puis d'étudier la nature et les principes des solutions qui permettent de réaliser ces objectifs.

1. Les programmes

Si on examine la tâche de l'ORTF sous l'angle des destinataires on peut distinguer trois grands secteurs :

1.1. Les programmes métropolitains

L'ORTF diffuse depuis Paris, trois programmes qui sont :

a) France Inter représentant 197 h 30 d'émissions hebdomadaires, soit 167 h pour Inter Jeunesse et 30 h 30 pour Inter Variétés,

b) France Culture représentant $7 \times 17 = 119$ h hebdomadaires,

Introduction

Broadcasting House was needed and designed to bring together all the static elements involved in the making, distribution and finally the storage of all the broadcasting transmissions which are under the responsability of ORTF.

In order, therefore, to understand the general basis of Broadcasting House, the size of its installations, their arrangement and what can be done with them, it is first necessary to analyse the tasks of ORTF, then to examine the nature and the principles of the solutions which will achieve these objectives.

1. Programmes

On examining the task of ORTF from the point of view of those it serves, one can distinguish three principal branches.

1.1. Domestic programmes

ORTF generates from Paris, three programmes which are :

a) France Inter, which runs to 197 ½ hours of weekly transmission, being 167 hours for Inter-Jeunesse and 30 ½ hours for the associated Inter Variétés,

b) France Culture representing 7×17 hours = 119 hours weekly,

WRH

c) *France Musique* pour une durée égale de 119 h.

De plus, Paris diffuse :

d) 15 h 30 d'émissions régionales pour l'émetteur de Paris-Ile-de-France,

e) 3 h 30 d'émissions régionales pour les émetteurs de Rouen et Caen,

f) 6 h d'émissions de radio culturelle ORTF,

g) 37 h de radio universitaire destinées aux émetteurs des Régions de Paris, de l'Est et de l'Ouest,

h) 32 h de Radio-Sorbonne.

Cela représente un total de plus de 500 heures de programme original hebdomadaire.

Ces programmes se caractérisent, en premier lieu, par leur continuité qui pose un problème d'enchaînement, problème résolu dans les blocs programmes.

En même temps qu'ils résolvent la question de continuité, les blocs programmes permettent d'assurer les « décrochages » c'est-à-dire l'enchaînement des programmes à diffusion nationale et des programmes à diffusion locale et régionale.

La deuxième caractéristique importante des programmes nationaux est la variété des genres :

— émissions artistiques (dramatiques, littéraires, musicales et de magazines),

— émissions d'informations (informations au sens propre, magazines et tribunes).

La troisième caractéristique est l'élaboration ou, si on préfère, la complexité de réalisation, liée à la nécessité d'une prise de son soignée pour les émissions artistiques et à la mise en œuvre de l'ensemble des dispositifs techniques permettant la consultation immédiate du monde entier dans les émissions d'informations.

1.2. Les émissions ondes courtes

Ces émissions sont destinées aux auditoires étrangers. Elles sont diffusées sur les émetteurs à ondes décamétriques d'Issoudun et ne sont pas normalement entendues en France en raison des caractéristiques de propagation de ces ondes décamétriques. Elles sont axées sur l'information et se caractérisent par la discontinuité (les émissions ondes courtes s'enchaînent rarement) et la simplicité de réalisation (lectures de textes, d'enregistrements et de disques). Elles représentent actuellement un volume hebdomadaire de 200 heures environ.

1.3. Les enregistrements destinés aux départements et territoires d'outre-mer et aux pays étrangers

a) Les enregistrements destinés aux Départements et Territoires d'outre-mer sont généralement des copies d'émissions artistiques métropolitaines. L'ORTF en a expédié en 1964, 21 600.

b) Les enregistrements destinés aux Pays étrangers sont des émissions spéciales réalisées dans la langue du pays destinataire et consacrées généralement à la musique française, aux variétés françaises et à la littérature française.

On peut admettre qu'environ 250 heures de programmes sont réalisées chaque semaine. Les émissions en langues anglaise, espagnole, portugaise, brésilienne et française sont polycopiées en raison du grand nombre des destinataires parlant ces langues, répartis à la surface du globe (Commonwealth, U.S.A., Amérique du Sud, Afrique).

En 1964, 47 500 enregistrements ont été expédiés au titre de ces échanges internationaux.

c) *France Musique* for a time of operation of 119 hours.

In addition Paris distributes :

d) 15 ½ hours of regional transmissions for the Paris-Ile de-France transmitter,

e) 3 ½ hours of regional transmissions for the transmitters of Rouen and Caen,

f) 6 hours of ORTF cultural radio transmissions,

g) 37 hours of University on the Air intended for the transmitters in the regions of Paris, the East and the West,

h) 32 hours of Radio Sorbonne.

This represents a total of more than 500 hours of programme origination per week.

These programmes are characterised in the first place by their continuous nature and this brings about a continuity problem, which is resolved in the programme units.

While resolving the question of continuity, the programme units also make provision for " opt-outs ", that is to say the linking up of nationally diffused programmes and programmes for local or regional transmission.

The second important characteristic of the national programmes is their variety, being :

— artistic transmissions (dramatic, literary, musical and magazine),

— news transmissions (news proper, magazines and discussions).

The third characteristic is the elaboration or, if one prefers it, the complexity of production which is connected with the necessity for a very polished completed product in programme transmissions and the use of technical resources making all the world available in news transmissions.

1.2. Shortwave transmissions

These transmissions are intended for overseas listeners. They are broadcast on the shortwave transmitters of Issoudun and they are not normally heard in France because of the propagation characteristics of these shortwaves. They are based on news and are characterised by intermittency (shortwave transmissions are rarely linked together) and also by the simple nature of the production (the reading of scripts, news, the use of recordings and of tapes). They represent at present a weekly volume of about 200 hours.

1.3. Recordings for overseas departments and territories and for foreign countries

a) Recordings designed for overseas Departments and Territories are usually copies of national programme transmissions. In 1964 ORTF exported 21,600 of them.

b) Recordings intended for foreign countries are special transmissions produced in the language of the country for which they are intended, and generally devoted to French music or French entertainment or French literature. About 250 programme hours are produced each week. The transmissions in English, Spanish, Portuguese, Brazilian and French are made in many copies because of the large number of users speaking these languages and spread over the face of the earth (the Commonwealth, the United States, South America and Africa).

In 1964 47,500 recordings coming under the heading of these international exchanges were exported.

2. Les opérations de studio

Si on examine la tâche de l'ORTF, sous l'angle des travaux à exécuter, on peut distinguer :

a) *L'élaboration de l'émission brute.* C'est la prise de son qui consiste à sélectionner les sources sonores, les doser, les corriger éventuellement, les mélanger pour constituer la modulation. Cette opération s'effectue dans le bloc studio.

b) *L'enregistrement.* Peu d'émissions sont transmises directement à l'auditeur. La plupart sont enregistrées dans le studio où elles sont réalisées.

c) *Le montage.* Cette opération suit l'enregistrement. Elle consiste à sélectionner la meilleure de chacune des versions des séquences enregistrées, à les monter bout à bout et à créer le « rythme » de l'émission en réalisant le meilleur enchaînement des diverses séquences. Le montage est fait dans les cellules de montage.

d) *La diffusion.* Cette opération consiste à envoyer vers l'émetteur, à l'heure dite, une émission réalisée au même instant, (transmission directe), ou préalablement enregistrée (transmission différée) ; dans ce dernier cas, on n'a qu'à « lire » son enregistrement.

e) *La copie.* Cette opération n'intéresse généralement que les émissions destinées aux Départements et Territoires d'outre-mer et aux échanges internationaux. En un seul exemplaire, elle est faite dans une cellule d'enregistrement et de montage ; en multiples exemplaires, elle est faite dans un atelier de copie.

2.1. Le bloc studio et la prise de son

L'élément de base du travail de radiodiffusion est le bloc studio, communément appelé « studio ». C'est un ensemble de deux locaux principaux reliés entre eux par un corridor de communication, le sas (fig. 1).

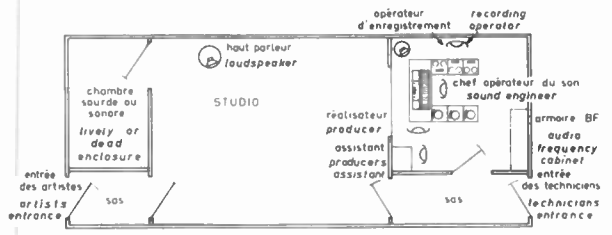


FIG. 1. — Plan schématique du studio.
— Layout of the studio.

Le studio proprement dit est le local traité acoustiquement où vont évoluer les participants artistiques de l'émission : comédiens, musiciens, chanteurs, journalistes, speakers.

En règle d'avant-projet, on peut dire qu'une prise de son satisfaisante exige un volume de 50 à 100 m³ par participant Ainsi un studio de 2 000 m³ conviendra pour des orchestres de 20 à 40 musiciens, sera insuffisant pour un orchestre de 60 musiciens dont la prise de son ne pourra être que confuse, mais excessif pour un quatuor qui sera « perdu » dans ce volume. Les caractéristiques acoustiques du studio varieront aussi suivant le genre des émissions qui y seront réalisées :

— Résonance claire dans les studios de musique (temps de réverbération constant des graves aux aigus)

— Résonance plus amortie dans les studios de variétés (temps de réverbération décroissant des graves aux aigus)

— Hétérogénéité dans les studios dramatiques

2. Studio operations

If one examines the task of ORTF from the point of view of the work that has to be done, one can distinguish :

a) *The treatment of the raw transmission material.* This is the sound control operation which is a matter of choosing the sound sources, balancing them, correcting them sometimes, and then mixing them to make up the programme. This operation occurs in the studio unit.

b) *Recording.* Few programmes are transmitted live to the listener. Most of them are recorded in the studio where they are produced.

c) *Editing.* This operation follows recording. It consists of choosing the best of each recorded sequences, joining them end to end, establishing the pace of the programme by arranging the best linking for the separate sections. Editing is carried out in the editing cubicles.

d) *Distribution.* This is the operation which consists of despatching the programme to the transmitter at the required time whether it is a programme being produced at that moment, which is live transmission, or whether it has previously been recorded and now has only to be played back, this being deferred transmission.

e) *Copying.* This operation arises usually only in relation to transmissions intended for overseas Departments and Territories and for international exchanges. If there is to be a single copy, it is made in a recording and editing cubicle. If there are to be multiple copies, they are produced in a copying workshop.

2.1. The studio unit and sound pick-up

The basic working element of broadcasting is the studio unit, commonly called « the studio ».

A studio unit is an assembly of two principal areas (fig. 1) intercommunicating through a corridor.

The studio itself is the acoustically treated room where the performers in the transmission do their work ; the actors, musicians, singers, journalists, speakers and announcers.

As a basic principle it could be said that a satisfactory sound operation requires a volume of 50 to 100 cubic metres for each participant. Thus, a studio of 2,000 cubic metres is suitable for ochestras of from 20 to 40 musicians and would be insufficient for an orchestra of 60 musicians, whose sound would be confused. On the other hand, it would be excessive for a quartet, who would be « lost » in a room of this volume.

The acoustic characteristics of the studio must vary according to the kind of transmissions which are produced there :

— A bright response in music studios (reverberation time, constant from the low frequencies to the high frequencies),

— A less lively acoustic for variety studios (a reverberation time falling from the low frequencies towards the high),

— Heterogeneousness in drama studios,

In addition, certain auxiliary areas allow for very different sound colorations, some ones being very resonant rooms and some ones, very dead rooms.

On the technical basis, the studio contains only the microphones and two loudspeakers :

one for instructions (see 2.6)

one for the listening in the studio of the external signals and for the reproduction of recorded material played back from the cubicle (from disk or tape).

The sound control cubicle thus contains the whole of the equipment necessary for the control of sound and its recording

de plus, certains locaux annexes permettront des couleurs sonores très différentes : chambre résonnante et chambre sourde.

Sur le plan technique, il n'y a dans le studio que les microphones et deux haut-parleurs : un pour les ordres (§ 2.6) et un pour la réinjection sonore des modulations extérieures et des sons provenant de la lecture en cabine des éléments préenregistrés (disques et bandes).

La cabine de prise de son réunit l'ensemble des équipements nécessaires à la prise de son et à l'enregistrement.

Ces équipements sont importants en volume et il est bon de les justifier, car l'auditeur les oublie souvent, imaginant, un peu sommairement, que la modulation va directement du micro à l'émetteur ou, en tout cas, au magnétophone, comme il peut le réaliser lui-même sur les dispositifs d'amateur. En fait, il en va tout autrement dans un équipement professionnel. Le chef opérateur du son ne peut, en effet, se contenter d'un seul microphone. Il doit, au cours de sa prise de son, reconstituer des « ambiances sonores » différentes, de façon à replacer l'auditeur sans images dans les lieux divers que suggère l'action. Il obtiendra ce résultat en choisissant dans le studio ou les locaux annexes les emplacements où la réverbération est telle qu'elle donne le résultat recherché. Ce travail, très délicat, exige du technicien une excellente oreille, du goût et une très bonne connaissance de l'acoustique de son studio.

Il doit, de plus, mélanger les diverses sources microphoniques. En effet, le « point de vue » acoustique de l'auditeur de radiodiffusion (si, on peut utiliser pour l'oreille cette formule optique) est fort différent de celui du spectateur, en raison de l'absence d'image et des conditions différentes d'écoute. Le chef opérateur du son doit reconstituer, par un équilibre soigné et réglable des sources, les divers effets qui sont réalisés dans la salle par des jeux de lumière ou des mouvements de musiciens (coups de projecteurs ou mise en avant du soliste par exemple).

Il doit enfin respecter à la sortie de son installation des limites maximale et minimale de la tension correspondant aux conditions de fonctionnement optimal des équipements. Le maximum prend l'appellation de niveau 0. Le minimum est habituellement fixé à —40 dB, le bruit de fond d'une installation étant voisin de — 58dB (enregistrement compris). Toutefois, pour des raisons psychologiques, il apparaît nécessaire de ne jamais descendre au-dessous de —20 dB pour les sons les plus faibles alors que les niveaux sonores naturels s'étalent dans une bande de 90 dB, que le rapport des sons les plus forts aux sons les plus faibles d'un orchestre serait de l'ordre de 57 dB et qu'il faut respecter les nuances !

L'équipement donne au chef opérateur du son la possibilité de sélectionner un certain nombre de microphones (de 2 à 32 selon l'importance du studio).

De plus, la réalisation des émissions impose l'utilisation d'éléments préenregistrés, soit sur disques (disques du commerce en particulier), soit sur magnétophone. Six machines de lecture, tourne-disques et magnétophones, complètent les sources sonores internes au studio.

Enfin, un certain nombre de sources annexes sont à la disposition du chef opérateur du son et représentent, en général, des modulations externes au studio : horloge parlante, lignes extérieures, lignes duplex, magnétophone multivoie pour indicatifs, cellules de projection cinéma, cellule d'enregistrements multiples, fréquence pure d'alignement et de réglage de niveau, etc.

Dans le cadre de son travail, le chef opérateur du son doit encore pouvoir « corriger » les diverses sources, c'est-à-dire modifier, grâce à des filtres correcteurs, le spectre de fréquence du signal, en renforçant ou en affaiblissant et même en coupant totalement certaines bandes de fréquence graves ou aiguës.

La réverbération est l'un des artifices les plus utilisés pour réaliser des effets radiophoniques. On peut, grâce à ce procédé, créer des ambiances particulières, donner au son des volumes fictifs, « colorer » la modulation.

These installations are substantial in volume and it is worth while to spend some time on them because the listener often forgets them, imagining rather vaguely that the programme goes directly from the microphone to the transmitter, or at any rate to the tape recorder, in much the same way that he can do it for himself on amateur equipments. In fact, however, things are done quite differently in a professional installation. The sound engineer cannot be content with a single microphone. He must, during the course of the sound operation, reconstitute the sound « atmosphere » in such a way as to carry the listener, who has no picture, into the different situations suggested by the action. He obtains that result by picking out in the studio or in the auxiliary areas the places where the sound effect is such as to give the desired result. This task, which is very demanding, requires that the technician should have an excellent ear, good taste and a good understanding of the acoustics of his studio.

He must, in addition, mix various microphone sources. The acoustic « point of view » of the broadcast listener (if one may, in the sound case, use that visual term) is very different from that of the spectator because of the absence of the picture and the different listening conditions. The sound engineer must reconstitute, by the careful balancing and controlling of his sources, various effects which are produced visually in the studio by the interplay of lights or the movements of musicians (the lightspots or the bringing forward of the soloist, for example).

He must then have regard at the output of his installation to the maximum and minimum voltage limits corresponding to optimum operation. The maximum is called zero level. The minimum is usually fixed at —40 dB, the background noise being in the neighbourhood of —58 dB (including recording). For psychological reasons it is necessary never to go below —20 dB for the weakest sounds although natural sound levels cover a band of 90 dBs and the range between the loudest sounds and the weakest sounds in an orchestra is of the order of 57 dBs... and it is still necessary to pay attention to minor differences of level !

The equipment allows the sound engineer to choose between a number of microphones (from 2 to 32, according to the size of the studio).

In addition, the production of the programme requires the use of pre-recorded elements either on disks (commercial disks particularly) or on tape. Six reproducing machines of disk or tape are part of the internal sound sources of the studio.

Some auxiliary sound sources are available to the sound engineer and in general correspond to signals external to the studio, such as the speaking clock, outside lines, duplex lines, multi-track tape for interval signals, cinema projection cubicles, simultaneous recording cubicles, and tone for line-up and level regulation, etc.

As part of his task, the sound engineer must be able to «correct» the various sources, that is to say to modify, by the use of corrective circuits, the frequency spectrum of the signal, so emphasising or weakening or even cutting off completely certain bands of frequencies either low or high.

Echo is one of the most used devices to secure radiophonic effects. By the use of this facility, specialised atmospheres can be created, unreal volume given to the sound, or the modulation « coloured ».

The sound engineer can choose the sources which are to have echo applied to them, adjust the extent to which these sources are to have echo and even choose the colouration of the echo by a filter. The echo is achieved either by transmission of the sound within a very reverberant room (natural echo) or by artificial processes (the setting into vibration of a metallic plate in the E.M.T. process).

Monitoring arrangements are also to be found in the cubicle, being :

— acoustic monitoring by high quality loudspeaker,

Le chef opérateur du son peut sélectionner les sources à réverbérer, choisir par filtrage la couleur de la réverbération et doser la fraction des sources qui est réverbérée. Cette réverbération se fait, soit par envoi du son dans un local très réverbérant (réverbération naturelle), soit par des procédés artificiels (mise en vibration d'une plaque métallique dans le procédé E.M.T.).

Enfin, on trouve dans la cabine les moyens de contrôle :

— acoustique, par haut-parleur de qualité,

— quantitatif, grâce au vumètre, qui est un galvanomètre aux constantes de temps soigneusement choisies et qui donne une mesure satisfaisante du niveau de la modulation.

La cabine de prise de son est habituellement exploitée par quatre personnes :

— un réalisateur responsable de l'ensemble de l'émission,

— un assistant qui joue le rôle de script du réalisateur,

— un chef opérateur du son chargé de l'exploitation de l'équipement pour traduire les intentions du réalisateur,

— un opérateur chargé de l'enregistrement et, éventuellement, du repérage des illustrations musicales.

Ce paragraphe a tenté de faire apparaître les éléments essentiels de l'équipement de prise de son. Il a souligné déjà certaines différences dans la conception acoustique du studio. Ces différences se retrouvent du côté de l'équipement.

C'est ainsi qu'un studio d'informations utilise peu de micros (deux en fait), toutes ses machines (disques et magnétophones), les lignes annexes, les divers types de duplex et, éventuellement, le multiplex.

Un studio pour émissions ondes courtes utilise peu de micros et des moyens en machines réduits. Par contre, il doit pouvoir se mettre en relais d'un programme ou d'un studio métropolitain, ce qui justifie les liaisons directes complémentaires avec le C.D.M.

Un studio pour émissions musicales nécessite de nombreux micros. On a prévu la possibilité d'utiliser jusqu'à 16 microphones simultanément. Par contre, on ne se sert, pratiquement jamais, des machines de lecture et des sources annexes (lignes extérieures et duplex).

Un studio d'émissions dramatiques a besoin d'un nombre de micros assez grand (huit sont prévus), de toutes ses machines (illustrations sonores, éléments préenregistrés ou prémixés), rarement des sources annexes.

Le studio de variétés a des besoins à peu près analogues avec des raisons supplémentaires d'utiliser les duplex.

Enfin, le studio de magazines d'information ou artistique, a besoin de toutes les sources en quantité non excessive (4 micros, 6 machines).

L'étude des besoins d'une Maison de la Radio, compte tenu de l'évolution dans le temps, a fait inscrire au programme de la Maison de la Radio de Paris :

— 6 studios d'informations,
— 6 studios de magazines d'information,
— 11 studios ondes courtes,
— 8 studios de musique,
— 6 studios de théâtre,
— 7 studios de variétés,
— 11 studios de magazines artistiques.

2.1.1. *Cas particulier des salles publiques*

Parmi ces studios, six peuvent recevoir plus ou moins de public : les deux studios de variétés 100 et 850 places et les quatre studios de musique 40, 1 000, 200 et 25 places.

— quantitative monitoring by the use of a VU meter, which is a meter with carefully chosen time constants giving a satisfactory measurement of the signal level.

The sound control cubicle is usually occupied by 4 people :

— a producer responsible for the whole of the programme,

— an assistant who is the script girl of the producer,

— a sound engineer responsible for using the equipment to serve the intentions of the producer,

— an operator responsible for recording and, on occasion, for the timed injection of musical illustrations.

This paragraph has sketched the essential elements of the sound control equipment. It has already mentioned differences in the acoustic qualities of studios. These differences are to be found also on the equipment side.

For example, a news studio uses few microphones (two in fact), but all its reproducing machines (disk and tape), auxiliary lines, various types of duplex, and, sometimes, multiplex.

A studio for shortwave transmission uses few microphones and limited reproducing-machine resources. On the other hand it must be able to link up with a domestic programme or studio, which makes necessary the availability of direct connections to the Main Dispatching Centre (C.D.M.).

A studio for music programmes requires numerous microphones. Provision has been made for the use of up to 16 microphones simultaneously. On the other hand, reproducing machines are scarcely ever used nor are auxiliary sources (external lines and duplex).

A studio for drama programmes needs a fairly large number of microphones (8 are provided) and all its reproducing machines (for sound background and for pre-recorded or pre-mixed elements) but rarely needs auxiliary sources.

A variety studio has similar needs but with reasons in addition for using duplex.

Finally, the magazine studio, either in news or in other fields, needs all the sources in limited quantity (4 microphones, 6 machines).

Consideration of what a Broadcasting House would need, with an allowance for future developments, led to the following list :

— 6 news studios,
— 6 studios for news magazines,
— 11 shortwave studios,
— 8 music studios,
— 6 drama studios,
— 7 variety studios,
— 11 studios for artistic magazines.

2.1.1. *The special case of audience studios*

Among these studios, 6 can take an audience of some kind :

— 2 variety studios have 100 and 850 seats,
— 4 music studios have 40, 1,000, 200 and 25 seats.

The two variety studios have been provided with television equipment which is complementary to the radio equipment in the little one and entirely separate from it in the larger of the two studios.

The sound transmissions of symphony orchestras and operatic performances are made for ORTF by music producers who are composers, very sure of their ground when it is a matter of judging the radio transcription of an orchestral work but sometimes a bit remote from the more material problems of recording, announcements, talkback, sound inserts, and so on. That is why the sound control equipment of these studios is

Les deux studios de variétés ont reçu des équipements de télévision complémentaires des équipements radio pour la petite salle, entièrement indépendants pour la grande.

Les prises de son d'orchestres symphonique et lyrique sont faites à l'ORTF par des musiciens metteurs en ondes, prix de composition du Conservatoire ; ils sont très sûrs lorsqu'il s'agit de juger la transcription radiophonique d'une œuvre orchestrale, mais parfois un peu éloignés des problèmes plus matériels d'enregistrement, de sonorisation, etc. C'est pourquoi l'équipement de prise de son de ces salles est réparti entre deux pupitres : celui du musicien metteur en ondes qui assure uniquement la prise de son microphonique de l'orchestre, et celui du technicien qui assure les autres opérations : annonces, mise en œuvre de l'enregistrement, ordres, signalisations, etc.

Dans les six salles, des studios-speakers permettent l'annonce des programmes, sans que le speaker soit mêlé à l'orchestre. On peut même réaliser plusieurs annonces simultanées dans des langues diverses selon le principe de l'Eurovision, grâce à un pupitre « étranger » placé hors de la cabine de prise de son principal.

L'enregistrement est renvoyé dans un autre local annexe, à la fois pour réduire le bruit ambiant dans la cabine de prise de son, et pour permettre le choix de la modulation à enregistrer : prise de son sans annonces (sortie du pupitre musicien), prise de son avec annonces en français (sortie du pupitre technicien) ou prises de son avec annonces en langues étrangères (sorties du pupitre étanger).

Les salles publiques possèdent une sonorisation assez importante. Il est nécessaire, en effet, de donner au public une excellente écoute des modulations des machines et des lignes extérieures et d'avoir un renforcement des micros solistes (variétés). Un pupitre spécial placé dans la salle permet de contrôler en permanence le niveau d'écoute et de sélectionner les modulations à sonoriser.

2.2. L'enregistrement

La plupart des émissions sont enregistrées. L'enregistrement ne crée pas de problèmes particuliers pour l'équipement car il existe déjà trois magnétophones dans la cabine et deux d'entre eux ont la possibilité d'enregistrer.

Depuis 1947, l'enregistrement magnétique s'est introduit à la Radiodiffusion Française et a si bien supplanté l'enregistrement par gravure directe sur disque souple, qu'aucune machine de gravure sur disque n'a été installée dans la Maison de l'ORTF.

On connaît les principales qualités de l'enregistrement magnétique. Nous les rappelons ci-après, sans vouloir les classer par ordre de mérite :

— Possibilité d'enregistrer une heure de programme sur une seule bande de 750 mètres en 19 cm/s ;

— Homogénéité de l'enregistrement d'un bout à l'autre de la bande (contrairement au disque) ;

— Courbe de réponse en fréquence très linéaire dans une grande bande de fréquence (20 à 15 000 Hz) ;

— Rapport signal/bruit de fond élevé (58 à 60 dB) ;

— Facilités de montage.

L'enregistrement magnétique donne un autre avantage, c'est la possibilité de lire (ou de contrôler) l'enregistrement immédiatement après réalisation. En plaçant une « tête » de lecture à quelques centimètres de la « tête » d'enregistrement, on obtient une écoute de l'enregistrement décalée d'environ 1/4 de seconde par rapport au son direct, retard qui, en radiodiffusion sonore ne présente pas d'inconvénient grave mais permet, en contrepartie, de contrôler la qualité du travail du studio tant en ce qui concerne la prise de son que l'enregistrement.

divided between two desks, being that of the music producer who looks after simply the sound pick-up from the orchestra, and that of the sound engineer who looks after the other operations such as the announcements, the recording operation, control instructions and signalling, etc.

In these six studios, the associated announcer studios provide for the announcement of programmes without the speaker being mixed with the orchestra. It is even possible to arrange various simultaneous announcements in different languages according to the Eurovision principle, by using the desk for foreign transmissions placed outside the principal sound control cubicle.

Recording is dealt with in another associated room, partly to reduce the ambient noise in the sound control cubicle and also to allow the choice of signal for recording which may be without announcements (the output of the music desk) or the sound output with announcements in French (the output of the technical desk) or sound output with announcements in foreign languages (the outputs for foreign transmissions).

The audience studios have a fairly elaborate sound reinforcement system. It is necessary to give the audience excellent listening conditions for the output or reproducing machines and for external circuits, and also to provide sound reinforcement for microphones used by a soloist in variety programmes. A special desk placed within the studio allows the control of listening level and the choice of inputs to be used.

2.2. Recording

Most programmes are recorded. Recording does not produce any special problems for the equipment, because there are three tape machines in each cubicle and two of them are able to record.

Since 1947, when magnetic recording was introduced in the French broadcasting service, it has gradually displaced disk recording to the point where no disk recording machine has been installed for use in Broadcasting House.

The principal advantages of tape recording are well known and they are listed here without any intention of arranging them in order of merit :

— the possibility of recording an hour of programme on a single tape of 750 m at 19 cm/s (2,500 feet, 7 1/2 inches),

— uniformity of the recording from one end to the other of the tape (in contrast to disk),

— a very linear frequency response curve over a wide band of frequency (20 to 15,000 cycles),

— a high signal-to-noise ratio (58 to 60 dB),

— editing facilities.

Magnetic recording offers another advantage which is the practicability of being able to hear or monitor a recording immediately after it has been made. By placing a reproducing head a few centimetres away from the recording head, a playback of the recording is obtained, delayed by about a quarter of a second in relation to the direct sound. In sound broadcasting, this delay produces no serious difficulty and does allow monitoring of the quality of the studio performance both in terms of the sound pick-up and the recording.

The recording is made on a single track. It was felt premature to introduce the multi-track technique so highly developed in the disk industry, where separate tracks are used for the basic ingredients of the recording (the orchestra, choirs, the soloist, special sound effects) recorded successively on playback and finally mixed in the laboratory to obtain a mono or stereo signal for the recording to be issued.

In artistic terms, recording makes it possible to work in a series of sequences using a method similar to that of the cinema, which implies subsequently the necessity of editing. The work

L'enregistrement se fait sur une seule piste. On a pensé qu'il était prématuré d'introduire la technique multipiste, très développée dans l'industrie du disque, où on reporte sur des pistes séparées les modulations de base de l'enregistrement (orchestre. chœurs, solistes, effets spéciaux), enregistrées successivement en « play back » et mixées ultérieurement en « laboratoire » pour obtenir la modulation mono ou stéréo destinée à l'édition phonographique.

Sur le plan artistique, l'enregistrement permet de travailler par séquences, selon une méthode proche de celle du cinéma qui implique ensuite la nécessité du montage. L'œuvre est découpée en « séquences » d'une durée limitée et situées dans un cadre unique (décor sonore et comédiens). On peut réaliser alors des versions multiples de chacune de ces séquences pour pouvoir ensuite choisir la meilleure.

L'enregistrement permet aussi l'aménagement des horaires puisqu'il est possible d'enregistrer, dans la journée, des comédiens qui jouent au théâtre à l'heure où leur émission est programmée.

2.3. Le montage

Le montage est une conséquence logique de l'utilisation de l'enregistrement puisqu'il faut après l'enregistrement, réaliser l'enchaînement des séquences sélectionnées. De plus, le montage s'associe étroitement à la notion de mixage. En effet, le problème de la superposition des paroles et de la musique en studio est assez délicat et une bonne synchronisation en même temps qu'un bon équilibre de niveau peuvent rarement être obtenus au premier essai. Plutôt que d'immobiliser les comédiens pour de nombreuses reprises, il est plus facile de n'enregistrer que les voix puis, « à tête reposée », de réaliser le mixage voix et musique par recopie simultanée sur un équipement adéquat.

Pour ces opérations, on a construit des cellules de montage, sortes de petits studios sans sources microphoniques. Ces cellules permettent l'enregistrement de modulations provenant du C.D.M., la lecture des trois machines tournantes (3 ou 2 magnétophones, 0 ou 1 tourne-disque), donc, l'enregistrement, la copie simple, le mixage de deux machines sur la troisième, la lecture d'enregistrement pour écoute en émission, et, évidemment, le découpage et le collage des bandes.

Il a été installé dans la Maison de la Radio 28 cellules de montage enregistrement.

2.4. La diffusion

La diffusion est une opération essentielle de la Radiodiffusion sinon la fonction primordiale.

Le travail correspondant prend deux aspects sensiblement différents selon qu'il s'agit de programmes métropolitains ou de programmes ondes courtes. Nous les examinerons donc successivement.

2.4.1. *Le bloc programme métropolitain*

Ce bloc comprend deux éléments associés :

— un studio classique, appelé parfois écran sonore dont le rôle essentiel est la lecture des éléments préenregistrés (y compris les disque du commerce) et la diffusion des annonces de coordination du programme ;

— un centre de commutation et de contrôle, appelé cabine de programme, qui représente l'élément original du bloc programme.

Pour constituer le programme, elle dispose de cinq sources sonores extérieures, provenant de studios ou de lignes transitant par le C.D.M., et de sources locales (écran sonore, horloge parlante, indicatif multivoies). La cabine de programme peut

is split up into a series of sequences of limited duration performed in a constant setting of acoustic background and performers. Various versions of each of these sequences can be made, and later the best can be chosen.

Recording also makes it possible to arrange convenient timings, for it is possible to record, during the day, artists who will be playing at the theatre at the time when their programme is scheduled.

2.3. Editing

Editing is a consequence of the use of recording because after the recording it is necessary to link up the chosen sequences. Editing is also closely associated with the idea of mixing. The superimposition of words and music in the studio is a delicate operation and a good synchronisation, together with a good balance of levels, is seldom obtained at the first attempt. Rather than ask the performers to make numerous retakes it is simpler to record the voices alone and then, at leisure, to concentrate on the mixing of voice and music by simultaneous replay on suitable equipment.

Editing cubicles have been provided for this work which are rather like small studios without microphone sources. These cubicles can handle the recording of signals coming from the C.D.M. and the playback of 3 reproducing machines (3 or 2 of tape, 0 or 1 of disk) and therefore recording, simple copying, mixing of two machines on a third, replay of a recording for listening purposes, or for transmission and of course, cutting and joining of tapes.

In Broadcasting House 28 recording and editing cubicles have been provided.

2.4. Distribution

Distribution is an operation basic to broadcasting, if not its primary function.

The required operations develop in two separate ways according to whether it is a matter of domestic programmes or of shortwave programmes. We will consider therefore the two instances one after the other.

2.4.1. *The domestic programme unit*

This unit is composed of two associated elements :

— a conventional studio, sometimes called the sound screen, whose basic role is the replay of pre-recorded material (including commercial disks) and the provision of announcements linking the programme,

— a switching and monitoring centre, called programme continuity. This programme continuity is the original element of the programme unit.

To set up the programme, it has available 5 exterior sound sources from studios or lines passing through the C.D.M. and local sources (sound screen, speaking clock, and multitrack interval signal). It may be noted that the programme continuity can also use the microphone of the sound screen without going through the cubicle of that screen.

From these sources the programme continuity, on the studio principle, assembles the successive programmes.

As general rule, a programme continuity is associated with a nominated network but the method of operation is such in ORTF that there is not identity between a programme and a group of transmitters. In other words, a network of transmitters which customarily radiates a particular programme breaks up at certain times, part of the network continuing the radiation of that programme but some transmitters continuing with programmes of special local or regional interest.

également utiliser le microphone de l'écran sonore sans transiter par la cabine de cet écran.

A partir de ces sources, la cabine de programme, selon le principe du studio, enchaîne les émissions successives.

En principe, une cabine de programme est affectée à un programme déterminé mais l'exploitation, à l'ORTF est telle qu'il n'y a pas identité entre un programme et un réseau d'émetteurs. En d'autres termes, un réseau d'émetteurs diffusant habituellement un programme déterminé, « éclate » à certaines heures, une partie du réseau continuant la diffusion du programme en cours, alors que certains émetteurs diffusent un programme particulier d'intérêt local ou régional. Il est logique de préparer ces « décrochages » dans la cabine de programme elle-même.

Le schéma de cette cabine est celui de la figure 2. Toutes les sources peuvent concourir à la formation du groupe 2 qui est le groupe principal. Mais, à partir des sources locales et de la quatrième ligne extérieure, on peut constituer un groupe 1, et, à partir des sources locales et de la cinquième ligne extérieure, un groupe 3.

Par le jeu de deux potentiomètres doubles, on peut :

— soit diffuser le groupe 2 sur les trois départs raccordés à la cabine de programme,

— soit (indépendamment) diffuser le groupe 1 sur un émetteur local, le groupe 2 sur l'ensemble des émetteurs de province, le groupe 3 sur un ou plusieurs émetteurs régionaux.

Ces opérations se lisent sur la partie supérieure de la figure 2, reproduite sur le pupitre d'exploitation.

Par exemple, sur le programme France Inter, on trouve sur le départ local l'émetteur de Paris Ile-de-France, sur le départ régional les émetteurs de Rouen et Caen.

Ils diffusent normalement le même programme (groupe 2) mais, de 6 h 30 à 7 h 00 et de 7 h 30 à 8 h 00, les émetteurs de Paris Ile-de-France, Rouen et Caen diffusent un programme régional différent de France Inter (fig. 3). De 12 h 15 à 12 h 45, Paris Ile-de-France diffuse son programme spécial, Rouen et Caen, un programme normand (fig. 4).

La cabine de programme peut aussi contrôler l'émetteur local soit de façon sonore, soit par observation à l'oscillographe du triangle de modulation.

En dehors de ces dispositifs remarquables, la cabine de programme fournit, à chaque source raccordée à un groupe, un retour d'écoute constitué par la modulation sortant alors de ce dernier.

Le retour d'écoute est une modulation prise le plus loin possible dans la chaîne de transmission et renvoyée aux studios qui concourent ou vont concourir au programme intéressé, ce qui permet, entre autres, de préparer les enchaînements.

Quand le studio a pris l'antenne, le retour d'écoute lui permet de vérifier que la chaîne de transmission : studio, CDM, cabine de programme, CDM, est de bonne qualité et qu'elle n'apporte aucune distorsion ni variation du niveau à la modulation issue du studio. En d'autres termes, le retour d'écoute permet à un studio émettant sur l'antenne d'être assuré que son émission ne subit aucune perturbation dans la Maison de la Radio avant d'être envoyée vers les circuits à grande distance.

Il y a six blocs programme : trois pour les chaînes principales de programme, une pour la variante Inter Variétés, une pour les émissions Universitaires et une en secours.

2.4.2. *La cabine de programmes ondes courtes*

Cette cabine est évidemment beaucoup plus simple que la cabine de programme métropolitain. C'est pourquoi elle a été confondue avec son écran sonore. La cabine de programme ondes courtes ne reçoit que deux sources extérieures. Un problème nouveau s'y pose : la cabine de programme doit se raccorder à un circuit de départ ondes courtes, ce qui ne pose,

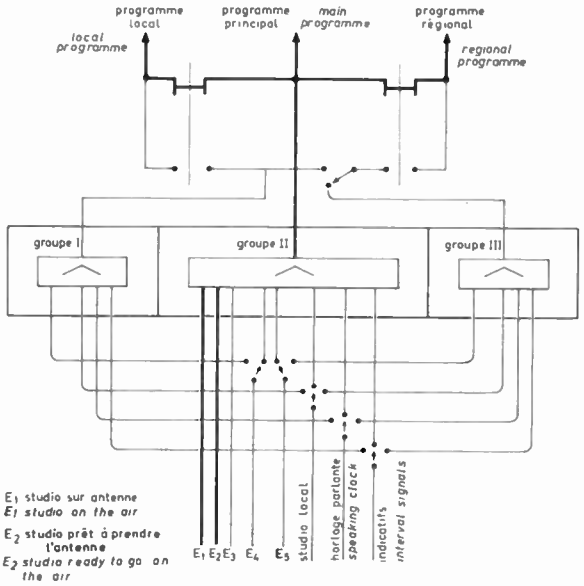


FIG. 2. — Schéma de commutation de la cabine de programme métropolitain (Dispositif habituel).

— Arrangement of the switching in the domestic programme continuity.

It is logical to provide for these opt-outs in the programme continuity itself.

The layout of this continuity is therefore that shown in Figure 2. All the sources can contribute to the formation of group 2, which is the principal group, but using the local sources and the fourth external line, one can make up a group 1, and, from local sources and the fifth exterior line, a group 3.

By the operation of two double potentiometers one can :

— either distribute group 2 to the 3 outputs connected to the programme continuity,

— or (independently) distribute group 1 to a local transmitter, group 2 to all provincial transmitters and group 3 to one or several regional transmitters.

These operations appear on the upper part of Figure 2, which is reproduced on the operational desk.

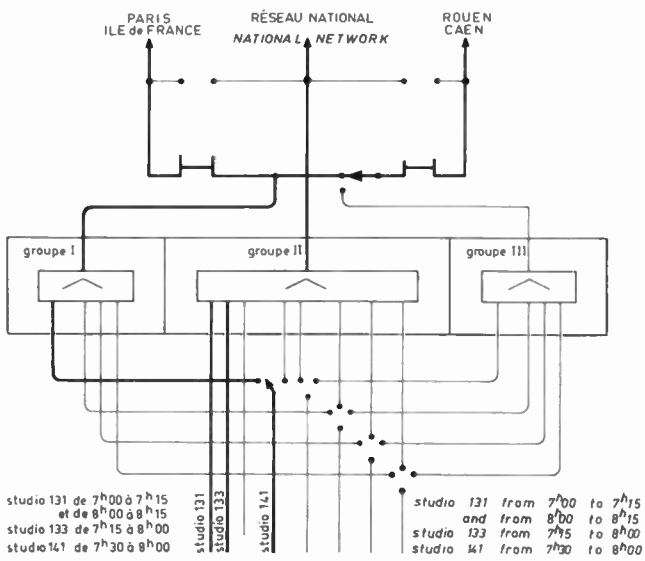


FIG. 3. — La cabine de programme de France-Inter à 7 h 30.

— The France-Inter programme continuity at 7.30 a.m.

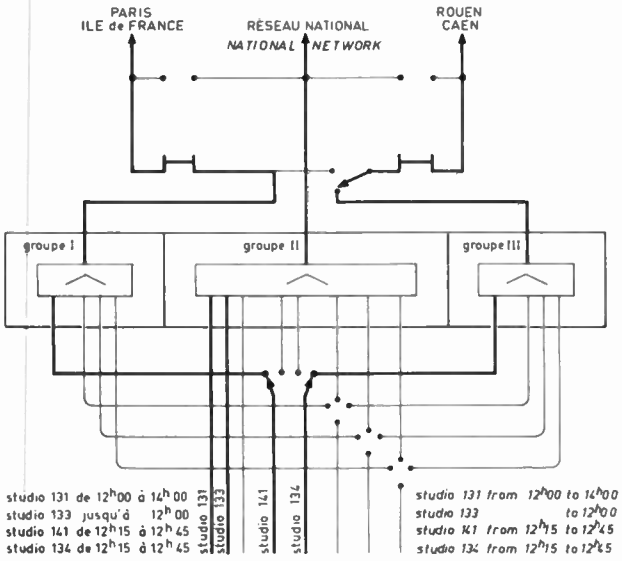


FIG. 4. — Cabine de programme de France-Inter à 12 h 15.
— The France-Inter programme continuity at 12.15 p.m.

a priori, qu'un problème de télécommande, mais on a dû, en plus, prévoir un dispositif pour l'enchaînement. En effet, si deux cabines de programme ondes courtes doivent enchaîner leurs émissions sur le même circuit, la deuxième cabine ne pourra pas se connecter au circuit déjà occupé et passera sur une position « enchaînement », qui lui permettra de recevoir la modulation du studio qui occupe le circuit, et de suivre le déroulement de l'émision en cours. Elle sera, en même temps, reliée à ce studio par téléphone et téléphone amplifié. Lorsque le premier studio a terminé son émission, il libère le circuit qui est renvoyé sur la deuxième cabine ondes courtes (fig. 4).

Il y a onze cabines de programme Ondes Courtes (ou Studios Ondes Courtes).

2.5. Les chaines duplex et multiplex

Nous avons suivi l'opération de base de la radiodiffusion : prise de son, enregistrement, montage, diffusion. Nous examinerons maintenant le cas particulier des duplex et du multiplex.

2.5.1. *Le duplex*

Le duplex est fort utilisé dans la technique des émissions, particulièrement pour l'information, mais souvent aussi pour la production artistique. Il consiste essentiellement dans la mise en conférence de deux participants placés dans des lieux acoustiquement indépendants *A* et *B*.

Il y a donc une prise de son en *A* qui doit être entendue en *B*, une prise de son en *B* qui doit être entendue en *A* et un mélange des deux. Soit en *A*, soit en *B*, soit en *A* et *B* soit en un troisième point.

2.5.1.1. *Schéma de principe.* — Le duplex comporte deux prises de son en *A* et *B* et un mélange de ces modulations à l'une et/ou à l'autre des extrémités, il apparaît, de prime abord, que le duplex imposera à chaque extrémité le traitement de trois modulations distinctes *A*, *B* et *A* + *B*. Mais la situation est plus complexe encore, car dans un duplex il y a, non pas deux lieux de travail et deux participants, mais quatre. On doit se souvenir en effet qu'à chaque extrémité le participant est accompagné d'un technicien qui, dans sa cabine, est placé dans des conditions

For example, as concerns the France-Inter programme, one finds :

— on the local output the Paris-Ile de France, transmitter

— on the regional output the transmitters of Rouen and Caen.

They normally radiate the same programme (group 2) but from 6.30 to 7 a.m. and from 7.30 to 8 a.m., the transmitters of Paris-Ile de France, Rouen and Caen radiate a regional programme differing from France-Inter (Fig. 3). From 12.15 to 12.45 p.m., Paris-Ile de France radiates its special programme and Rouen and Caen a Normandy programme (Fig. 4).

A programme continuity can also monitor the local transmitter either by audio or by the observation on a cathode ray tube of the modulation triangle.

In addition to these noticeable arrangements, the programme continuity provides, for each source associated with the group, an audio feedback circuit carrying the modulation at that time coming from that group.

The audio feedback circuit is a signal which is taken from as far as possible along the transmission chain and sent back to the studios which are involved in or are about to be involved in the programme concerned.

The audio talkback circuit gives the studio which is about to go on the air an opportunity to hear the programme which it is going to join and gives it an opportunity to prepare for that.

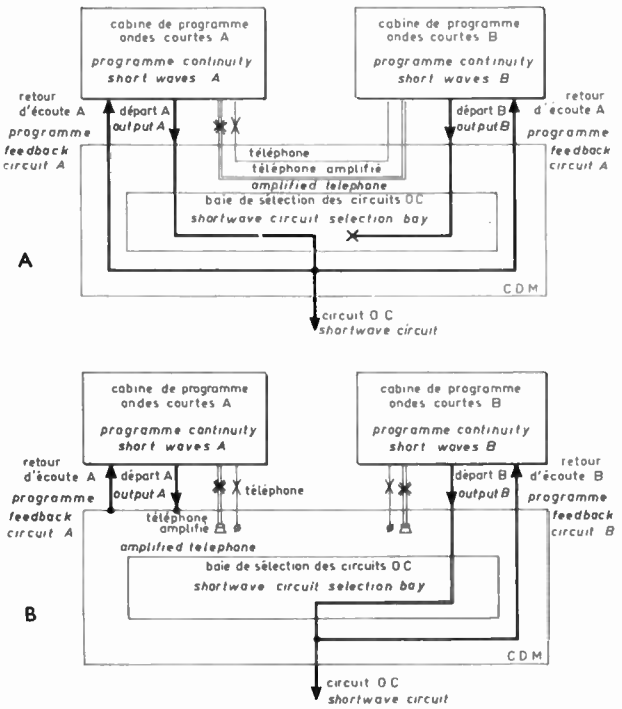


FIG. 5. — Cabines de programme ondes courtes en position d'enchaînement. — A : pendant. — B : après.
— Shortwave programme continuities in the linked condition. A. during. — B. after.

When the studio is on the air, the audio feedback circuit gives it an opportunity to check that everything in the transmission chain, namely the studio, C.D.M. and the programme continuity, is working satisfactorily and is not introducing any distortion or variation of level on the signal which has issued from the studio. In other words, the audio feedback circuit

différentes, ne serait-ce que parce qu'il entend la modulation des machines tournantes qui, normalement, n'est pas renvoyée dans le studio local. Nous devons donc envisager dans l'installation du studio trois mélanges distincts :

a) le mélange de l'ensemble des modulations locale et extérieure. C'est la modulation principale du studio ;

b) la modulation locale qui diffère de la modulation principale par l'absence du correspondant duplex. On l'obtient en groupant les sorties « sonorisées » des diverses modulations à l'exception de celle du correspondant duplex ;

c) l'écoute du correspondant local qui rassemble la modulation des machines de lecture et celle du correspondant extérieur. On l'obtient en associant les sorties « annexes » des modulations des machines et la sortie sonorisée du correspondant duplex (voir fig. 6).

Si on ajoute la liaison téléphonique d'ordre et un micro d'ordre dont nous expliquerons l'usage plus loin, on arrive au schéma de principe de la figure 7.

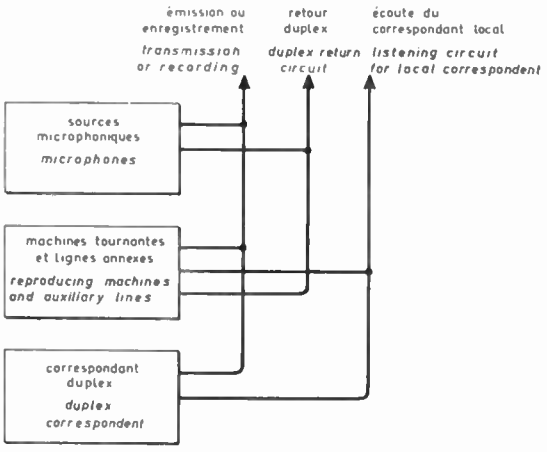


FIG. 6. — Les trois mélanges du duplex.
— The three mixtures in duplex.

2.5.1.2. *Préparation et prise de son.* — La figure 7 est le schéma du duplex en « marche ». Avant le début de l'émission, le duplex implique un certain nombre d'opérations de mise en place techniques pendant lesquelles on utilise la fréquence de réglage et, éventuellement, un indicatif d'identification du circuit mais pas les sources sonores normales de la prise de son. C'est la période des techniciens. On lui a donné le nom de « préparation ». A ce moment, le studio ne peut diffuser que le 1 000 Hz de réglage

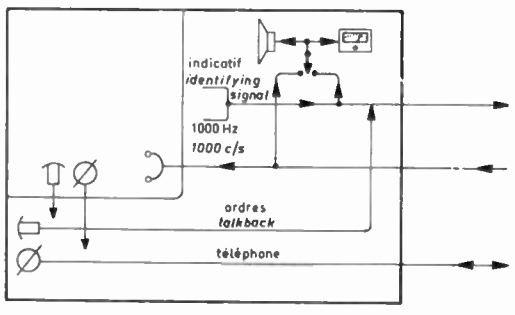


FIG. 7. — Schéma de principe du duplex.
— Layout of the duplex principle.

allows a studio which is on the air to be sure that its transmission is not suffering any kind of change or distortion within Broadcasting House before being put on to the long distance circuits.

There are 6 programme units : 3 for the principal programme networks, one for Inter Variétés, one for the University transmissions and one for standby.

2.4.2. *The shortwave programme continuity*

This cubicle is obviously much simpler than the domestic programme cubicle. That is why it has been merged with its sound screen. The shortwave programme continuity receives only two external sources. But a new problem arises here. The programme continuity must be connected to a shortwave output circuit. On the face of it this is simply a matter of remote control but it has been necessary, in addition, to provide a device to look after the chain selection. It can happen that two shortwave programme continuities need to link up their programmes on the same circuit. In this instance, the second continuity cannot get itself connected to the circuit already occupied. It then moves to a « linked » position, that is to say it receives the programme from the studio which is occupying the circuit so as to be able to follow the course of the transmission in progress. At the same time it will be connected to this studio by telephone and amplified telephone. When the first studio ends its programme transmission, it frees the circuit which is connected back to the second shortwave continuity and all the arrangement becomes normal again (Fig. 5).

There are 11 shortwave programme continuities (or shortwave studios).

2.5. Duplex and multiplex chains

We followed the basic operation of broadcasting which is formed of sound pick-up, recording, editing and transmission. We will now examine the particular instance of duplex and multiplex.

2.5.1. *Duplex*

Duplex is used a great deal in programme technique, particularly for news, but often also for programme production. It consists essentially of associating two participants speaking in two acoustically independent places, *A* and *B*. There is therefore a sound output at *A* which must be heard at *B*, a sound output at *B* which must be heard at *A*, and a mixture of the two which must be heard either in *A* or in *B* or in *A* and *B* or at a third point.

2.5.1.1. *Principle of operation.* — Since duplex involves two sound outputs *A* and *B* and a mixture of these signals at one or the other end or at both, it is clear firstly that duplex involves at each end the handling of three separate signals, *A*, *B* and *A*+*B*. But the situation is more complicated still because in duplex there are not two places of work and two participants, but four. It must be remembered that at each end the participant is accompanied by a technician who, in his cubicle, is working in different conditions if only because he is hearing the signal from the reproducing machines which normally is not sent into the local studio. We must therefore consider in the studio installation three distinct mixtures :

a) the mixture of all the modulations, local and external. This is the principal studio signal.

b) Local modulation which differs from the principal signal by the absence of the duplex correspondent. It is obtained by grouping the sound outputs of the various modulations with the exception of that of the duplex correspondent.

c) The signal of the local correspondent which merges the signal from the reproducing machines and that of the remote correspondent. It is obtained by associating the auxiliary outputs of the reproducing machines and remote correspondent amplifiers (see Fig. 6).

et un indicatif d'identification. Le micro d'ordre cité plus haut est alors utilisable par commutation sur le circuit de départ duplex (fig. 8).

Le passage de la période de « préparation » à la période

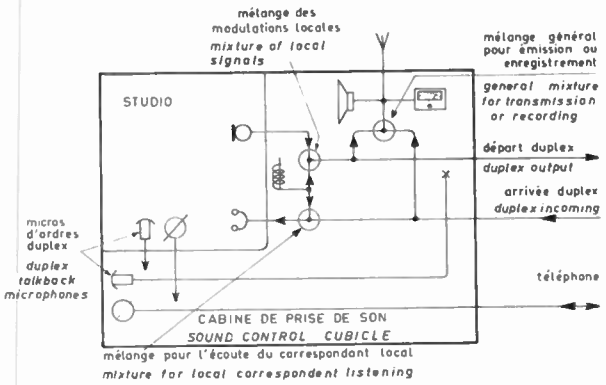


FIG. 8. — Schéma de base du duplex ORTF. Préparation.
— Basic ORTF duplex arrangement line-up.

« prise de son » se fait automatiquement par un relais commandé par le contact de l'amplificateur correspondant à l'arrivée du correspondant duplex, autrement dit, la période « prise de son » commence quand la modulation du correspondant extérieur est admise en mélange sur la chaîne principale.

2.5.1.3. *Cas particuliers.* — Le cas qui vient d'être décrit correspond au cas général du duplex de nature artistique. Dans les duplex d'information, il est très fréquent que l'enregistrement ne se fasse qu'à l'une des extrémités (cas du correspondant français à l'étranger qui adresse des commentaires pour les grands bulletins d'information). On peut alors se permettre certaines opérations qui seraient interdites dans le cadre du duplex normal.

Il est essentiel que la modulation entrant chez le correspondant principal (*) soit préservée de toute perturbation, mais celle qui part vers le correspondant secondaire peut être interrompue sans danger, par exemple, pour passer des ordres directement du journaliste local au correspondant. La liaison d'ordre normale allant du technicien au technicien, si le correspondant principal veut donner au correspondant secondaire une indication de service qui ne doit pas passer sur l'antenne, lui demander d'écourter pour des raisons d'horaire, par exemple, la méthode du téléphone entre les techniciens n'est pas bonne car elle implique que chaque correspondant puisse parler à son technicien, ce qui est rarement possible, sans compter les difficultés linguistiques quand les deux techniciens appartiennent à des Organismes situés dans des pays de langues différentes. Dans ces conditions, le meilleur contact possible va d'un correspondant à l'autre. On l'obtiendra en connectant momentanément le microphone d'ordre du correspondant principal sur la ligne de sortie duplex, à la place de la modulation locale. Le correspondant secondaire qui écoute au casque la modulation du correspondant principal se trouvera ainsi directement et immédiatement averti.

Pendant la « préparation », le schéma est identique à celui du duplex ordinaire, mais pendant la « prise de son », le schéma se trouve modifié et nous le trouvons sur la figure 9.

2.5.1.4. *Duplex à deux circuits.* — Etant donné que ce qui arrive chez le correspondant secondaire a une importance réduite, on peut imaginer d'utiliser la ligne téléphonique pour retourner

(*) Le correspondant placé au lieu où on enregistre est dénommé « correspondant principal », l'autre « correspondant secondaire ».

If one adds the telephonic control circuit and a talkback microphone, of which we shall explain the use later, one arrives at the operating arrangement set out in Figure 7.

2.5.1.2. *Preparation and sound operation.* — The arrangement above corresponds to duplex in operation. Before the beginning of the transmission, duplex involves a number of technical lining-up operations during which line-up tone is used and possibly circuit identifying signal, but not the usual programme sound sources. This is the time interval needed by the technicians. It has been given the name « line-up ». At that time the studio can originate only the 1,000 cycle line-up tone and an identifying signal. The talkback microphone mentioned earlier is available by switching on the duplex output circuit (Fig. 8).

The transition from the line-up period to the operational period is made automatically by a relay controlled by the contact of the amplifier on the arrival of the duplex correspondent, or in other words, the on-the-air period begins when the signal from the external correspondent arrives for mixing on the principal chain.

2.5.1.3. *Special instances.* — The instance which has just been described corresponds to the general case of duplex of an artistic quality. In news duplex it is very often the case that the recording is made only at one end (as in the instance of a French correspondent overseas who is providing a commentary into the major news bulletins). One can, in this instance, allow certain things to happen which would have to be prohibited in the circumstances of normal duplex.

It is essential that the signal reaching the main correspondent(*) should be protected from any disturbance but that which goes to the secondary correspondent can be interrupted without danger, for example, to pass direct news instructions to the correspondent. The normal control connection runs from engineer to engineer. If the main correspondent wishes to give the secondary correspondent a service instruction which ought not to be radiated, for example to ask him to wind up for timing reasons, then the telephone method between the engineer is not suitable because it implies that each correspondent will be able to speak to his engineer which is rarely possible and in addition would often run into linguistic difficulties when the two engineers belong to organisations in countries having different languages. In these circumstances, the best possible contact is directly between the correspondents. It is obtained by momentarily connecting the talkback microphone of the main correspondent on the duplex output line in place of the local modulation. The secondary correspondent, who is listening on headphones to the signal from the main correspondent, so finds himself immediately and directly warned.

During the line-up, the circuit is identical to that of classical duplex, but during the sound operation it is modified and is that of Figure 9.

2.5.1.4. *Two circuits duplex.* — Given that whatever reaches the secondary correspondent is of lesser importance, it is possible to consider using the telephone line to return the signals from the principal correspondent. A worthwhile economy in circuit costs results from this because there is then only one circuit of radio quality carrying the signal from the secondary correspondent to the principal correspondent.

In these conditions the circuit arrangements for line-up and transmission are widely different. During the line-up the aligning of *A* towards *B* is cancelled. During the transmission the telephone connection is replaced by the output of the principal correspondent with the possibility of the talkback microphone being used (Fig. 10).

2.5.1.5. *Telephonic Insertion.* — Taking it further, one can imagine duplex on a single circuit which can be simply a telephone line. This is « telephonic insertion ».

(*) The correspondent at the place where the recording is being made is called the main correspondent and the other, the secondary correspondent.

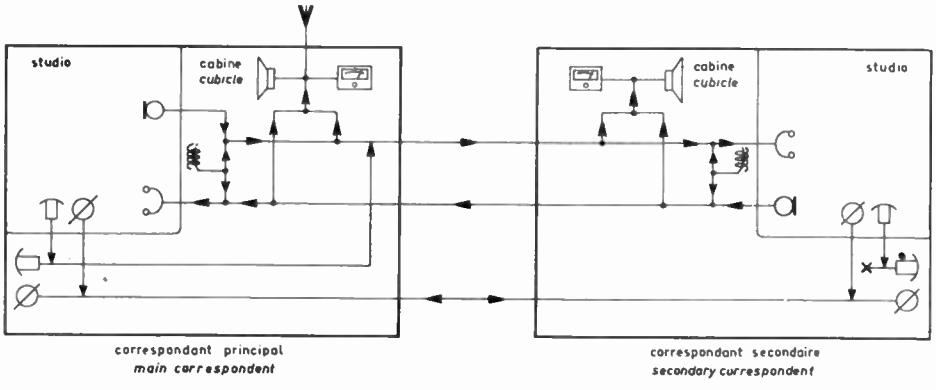


FIG. 9. — Duplex 3 circuits (prise de son).
— 3-circuit duplex (transmission condition).

la modulation du correspondant principal. Il en résulte une économie importante de circuits puisqu'il n'en rest plus qu'un, de qualité radio, amenant la modulation du correspondant secondaire au correspondant principal.

Dans ces conditions, les schémas des temps « préparation » et « prise de son » sont très sensiblement modifiés. Pendant la préparation, l'alignement de *A* vers *B* est supprimé. Pendant la prise de son, la liaison téléphonique est remplacée par le départ

The difficulty is the substantial difference of level which always exists between the local correspondent and the remote correspondent. The principle which is used is based on alternation.

When the local correspondent speaks, on the one hand, he is picked up for recording by the normal studio microphone which provides professional quality. On the other hand, output from the telephone line into the installation is cut off.

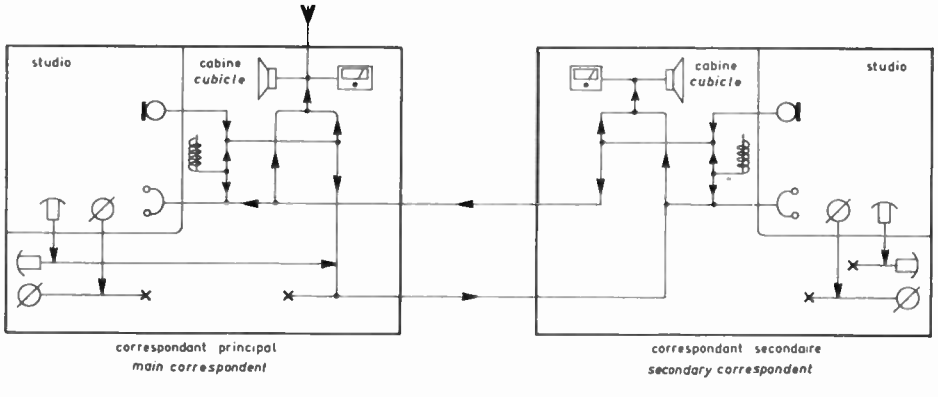


FIG. 10. — Duplex 2 circuits (prise de son).
— 2-circuit duplex (transmission condition).

du correspondant principal avec la possibilité d'utilisation du micro d'ordre (fig. 10).

2.5.1.5. *Insert téléphonique.* — En allant plus loin, on peut envisager le duplex sur un seul circuit qui ne peut être qu'une ligne téléphonique. C'est « l'insert téléphonique ». La difficulté réside dans la différence de niveau très importante qui existe toujours entre le correspondant local et le correspondant éloigné. Le principe retenu relève de la technique de l'alternat.

Quand le correspondant local parle, il est, d'une part, capté pour l'enregistrement par le micro normal du studio, ce qui permet d'avoir une qualité professionnelle. D'autre part, il bloque le renvoi de la ligne téléphonique vers l'installation. Pendant les silences, le renvoi est débloqué et on peut contrôler sur le pupitre de prise de son le niveau de modulation du correspondant éloigné.

Le réglage du seuil de fonctionnement des « portes » est assez délicat. L'inconvénient du système résulte de certaines coupures intempestives du correspondant éloigné, par exemple si le correspondant local déclenche une porte par le souffle de sa respiration ; le manque d'expérimentation de cet équipement dont un seul exemplaire est en service, empêche de conclure sur l'importance éventuelle de ce défaut.

During the pauses the return circuit is reconnected and the modulation level of the distant correspondent is controlled on the sound control desk.

The adjustment of the operating threshold for the « gates » is rather acute. The disadvantage of the system occurs in untimely cutting of the remote correspondent if, for example, the local correspondent opens a gate by the sound of his breathing, but the lack of experience with this equipment (only one is in service) makes it impossible to come to any conclusions as to the ultimate importance of this defect.

2.5.2. *Multiplex*

Multiplex is the operation arranging a discussion between various correspondents in places which are acoustically independent. It requires the mixing of the whole of the signals but also the mixing of the return signals directed to each of the correspondents and formed by the association of all the signals other than their own (Fig. 11).

A certain number of studios in Broadcasting House are equipped for the multiplex operation of six participants, including the studio.

2.5.2. *Le multiplex*

Le multiplex est l'opération qui consiste à mettre en conférence plusieurs correspondants placés dans des lieux acoustiquement indépendants. Il convient d'effectuer le mélange de l'ensemble

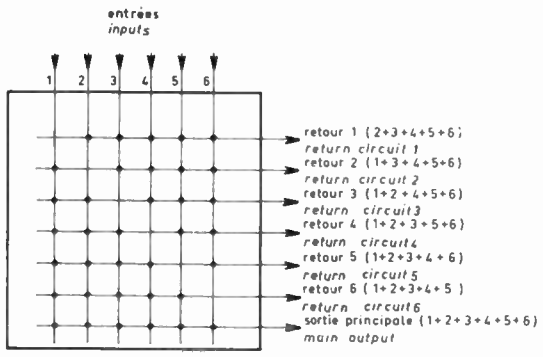


FIG. 11. — Schéma de principe d'un multiplex à six directions.
— Layout of the principle for 6-way multiplex.

des modulations, mais aussi les mélanges de retour destinés à chacun des correspondants et formés par l'association de l'ensemble des modulations autres que la leur (fig. 11).

Un certain nombre de studios de la Maison de la Radio sont équipés pour la réalisation de multiplex à six correspondants dans le studio lui-même.

L'opération est réalisée dans un meuble indépendant et raccordé par prises à l'installation. En fait, ce meuble réalise les six modulations partielles de retour, et le mélange des cinq correspondants extérieurs est mis en « duplex ordinaire » avec l'installation principale.

L'intérêt de cette opération est de permettre au chef opérateur du son du studio local de contrôler l'équilibre des six modulations alors, qu'habituellement, ces opérations sont faites dans un centre de commutation (C.D.M.), et le personnel de ce centre, en raison de ses tâches habituelles, et de ses conditions de travail (bruit), n'est pas généralement en mesure d'assurer une bonne « prise de son » multiplex.

2.6. LIAISONS D'ORDRE ET SIGNALISATIONS

Si les chemins de fer ont introduit dans le public la notion de la minute, la radiodiffusion a introduit la notion de seconde. Pour assurer un service si précis, il importe que les divers éléments qui concourent à la réalisation du programme soient reliés entre eux par des liaisons rapides, sûres et efficaces et même surabondantes, du moins en apparence. C'est ainsi que chaque studio possède un minimum de six lignes téléphoniques :

— une du réseau général (liaison avec la ville)

— une du réseau commandement (réseau automatique interne qui ne dessert que les locaux techniques et les bureaux d'exploitation)

— une du réseau d'exploitation, liaison B L avec le C.D.M. qui peut être prolongée vers une cabine de programme

— une ligne B L avec chaque modulation entrante, c'est-à-dire au moins une avec le faisceau duplex et une avec chacune des deux lignes extérieures.

Chaque studio est également raccordé au réseau de téléphone amplifié, sorte d'interphone à liaison bilatérale constante qui rattache habituellement le studio au C.D.M. et se trouve, en cas d'émission, prolongé jusqu'à la cabine de programme. Les postes de téléphone amplifié de studio peuvent être appelés, grâce à un commutateur automatique, par des postes principaux situés aux points de commandement de l'exploitation.

The operation is conducted by the use of a separate unit connected by plugs in the main studio unit.

This unit looks after the six partial return signals, and the mixture of the five external correspondents is put into ordinary duplex with the local signal.

The value of this arrangement is that it allows the sound of engineer the local studio to control the balance of the six signals when, as is usual, these operations occur in the switching centre (C.D.M.) and the staff of this centre, because of their routine tasks and the noisy conditions of work, cannot generally undertake a good multiplex sound pick-up.

2.6. CONTROL AND SIGNALLING CIRCUITS

If railways introduced the idea of the minute to the public, then broadcasting has introduced the idea of the second. To contrive such a very exact service it is necessary that the elements which operate together for the production of a programme should be linked between themselves by high-speed connections which are reliable and efficient, and even, superficially, look over-abundant. On this basis each studio possesses a minimum of six telephone circuits :

— 1 to the public network liaison with the City,

— 1 to the control network (the automatic internal network which serves only the technical areas and the working areas),

— 1 to the operations network, a L B line to the C.D.M., which can be extended to a programme continuity,

— 1 L B line with each entering signal, that is to say at least one with the duplex circuit and one with each of the two external lines.

Each studio is also connected with the amplified telephone network, a sort of two-way public address system, which normally connects the studio and the C.D.M. and during a programme is extended to the programme continuity. The amplified telephone installation of the studio can be called, using an automatic switch, by key installations situated at control points in the operational set-up.

Numerous signalling circuits exist between the studios and the C.D.M. They indicate the occupation of the studio, the putting of the studio into the recording condition, the imminence of going on the air, and the putting on to the air.

Other signalling arrangements are local to the studio and operate between the studio and the sound control cubicle. The most important are :

— the green warning light which lets the artists in the studio know that a microphone channel is about to be made live,

— the red studio light which replaces the green light when a microphone channel is open.

A talkback microphone in the cubicle allows the producer and the sound engineer to give instructions to those taking part in the working session during rehearsals. During transmission, light signals take the place of the feedback microphone, the use of which is then forbidden.

3. The C.D.M. (Main Dispatching Centre)

We have mentioned the C.D.M. in the course of all the preceding sections. This signal centre is the nerve centre of Broadcasting House. All the connections from the studios, the programme signals, the telephones, the amplified telephone, go to the C.D.M. or come from it. That explains the importance of this unit in the operation of Broadcasting House.

The operation of the C.D.M. can be divided into three principal parts :

Enfin, de nombreuses liaisons de signalisation existent entre les studios et le C.D.M. Elles indiquent l'occupation du studio, la mise du studio en position « enregistrement », la préparation à la mise sur « antenne » et la mise sur antenne.

D'autres signalisations sont internes au studio et servent entre le studio et la cabine de prise de son. Les plus importantes sont :

— le vert « attention » qui alerte les interprètes dans le studio de l'ouverture imminente d'une voie micro,

— le rouge « studio » qui remplace le vert « attention » quand une voie microphonique est ouverte.

Enfin, un micro d'ordre placé dans la cabine permet au réalisateur ou au chef opérateur du son de donner des instructions aux participants à l'émission pendant les répétitions. Pendant l'émission, des feux conventionnels suppléent ce micro d'ordre dont l'usage est alors interdit.

3. Le Centre de modulation (C.D.M.)

Nous avons cité à chaque occasion le C.D.M. au fil des chapitres précédents. Ce centre de modulation est le centre nerveux de la Maison. Toutes les liaisons des studios, modulations, téléphone, signalisation, téléphone amplifié vont au C.D.M. ou en viennent, c'est dire l'importance de cet organe dans le fonctionnement de la Maison de la Radio.

On peut partager la fonction du C.D.M. en trois activités principales : la mise en place des programmes métropolitains, celles des programmes ondes courtes et les transits.

D'une façon générale, le C.D.M. raccorde des entrées ou sources à des sorties ou départs. Ces opérations se font par télécommande d'un dispositif de connexion à barres croisées. Elles concernent simultanément, selon les cas, les modulations, signalisations, téléphone et téléphone amplifié. Toutefois, étant donné que les arrivées au C.D.M. sont extrêmement nombreuses, comme les départs, et que certaines liaisons sont absolument improbables, le dispositif automatique ne vise qu'un nombre limité de sources et de départs et une présélection permet d'en limiter le nombre à une valeur raisonnable. Cette opération est très rentable. En effet, toutes les sources ne sont pas identiques, elles vont des quatre fils d'une liaison extérieure simple aux 18 fils d'une liaison de studio (2 paires modulation, 2 paires retour d'écoute, une paire téléphonique, 2 paires interphones, 2 paires signalisation).

L'équipement doit être prévu pour l'opération la plus compliquée c'est-à-dire le raccordement du studio à une cabine de programme. Or, il y a 529 entrées.

Un équipement complet aurait été équivalent à un central téléphonique de $529 \times 9 = 4\,761$ abonnés dont une grande part des possibilités n'aurait jamais été utilisée. Avec les présélections arrivées et départs, on est ramené à 168 entrées et 176 sorties automatiques.

3.1. Les activités du C.D.M.

Les diverses activités du C.D.M. sont assez distinctes.

3.1.1. *Les programmes métropolitains*

Les six cabines de programme peuvent se raccorder à 5×6 studios par un dispositif à peu près autonome et télécommandé depuis les pupitres des cabines de programme.

Chaque cabine de programme métropolitain a trois sorties qui alimentent les circuits de départ vers les émetteurs. Toutefois il est apparu qu'en plus des dispositifs de programme national, régional, local, il était encore nécessaire de permettre des modifications occasionnelles des réseaux raccordés à chacune des sorties, en particulier, pour permettre l'acheminement

the organisation of domestic programmes,

the organisation of shortwave programmes,

transits.

In general, the C.D.M. connects inputs or sources to outputs or destinations. These operations are made by the remote control of a switching system. They involve simultaneously, according to requirements, the programme, control signals, telephone, and amplified telephone. Because the inputs to the C.D.M. are extremely numerous like the destinations and certain connections are extremely unlikely to be required, the automatic device aims to deal only with a limited number of sources and destinations and a pre-selection arrangement makes it possible to limit that number to a reasonable value. This arrangement is very worth while. All the sources are not identical. They range from the 4 wires of a simple external connection to the 18 wires of a studio connection : (2 pairs for the programme signal, 2 pairs for the audio feedback, 1 telephone pair, 2 interphone pairs and 2 signalling pairs).

The equipment must be capable of dealing with the most complicated operation, which is the connection of a studio to a programme continuity. Therefore there are 529 inputs. A complete equipment would have to be equivalent to a telephone exchange of $529 \times 9 = 4{,}761$ subscribers in which a substantial proportion of the provision would never be used. With the pre-selection of inputs and destinations, the number is reduced to 168 inputs and 176 outputs.

3.1. The operations of C.D.M.

The various C.D.M. operations are readily separated.

3.1.1. *The domestic programmes*

The six programme continuities can be connected to 5×6 studios through a device which is more or less self-contained and remotely controlled from the desks of the programme continuities.

Each domestic programme continuity has 3 outputs which feed the destination circuits going to the transmitters. However, it has become apparent that, beyond the arrangements for the national programme, the regional programme, and the local programme, it was still necessary to allow occasional modifications in the networks associated with each of these outputs and in particular to provide for the routing of certain foreign language transmissions radiated from provincial transmitters (German, English, Spanish, Arabic and even French). A change-over unit has therefore been provided which, governed by a setting-up which can be carried out a long time in advance and for very long periods, can make an instantaneous modification of the relationship of output circuits to programme continuities.

3.1.2. *Shortwave programmes*

The shortwave programme continuities can each take two studios as sources. They also choose their output circuit among 12. These two operations are remotely controlled from the shortwave programme continuities.

3.1.3. *Transits*

Transits are all the connections which are not dealt with in the two previous paragraphs.

The sources used in these transit operations are basically occasional lines connecting Broadcasting House to P.T.T. such as city lines, inter-trunk lines and international circuits. There are also the duplex and multiplex outputs used as return sources for the occasional circuits.

The outputs used in these transits are also occasional circuits of all kinds, the duplex inputs (one per studio) and multiplex,

de certaines émissions en langue étrangère transmises sur des émetteurs de province (allemand, anglais, espagnol, arabe et même français). C'est pourquoi on a construit une baie des inverseurs qui peut, moyennant une préparation qui peut être mise en place longtemps à l'avance et pour de très longues périodes, réaliser la modification instantanée des affectations de circuits aux sorties des cabines de programme.

3.1.2. *Les programmes ondes courtes*

Les cabines de programmes ondes courtes ont chacune la possibilité de prendre en source deux studios. Elles sélectionnent également leur circuit de départ parmi 12. Ces deux opérations se font par télécommande depuis les cabines de programmes ondes courtes.

3.1.3. *Les transits*

Les transits sont toutes les liaisons qui n'entrent pas dans les deux paragraphes précédents.

Les sources utilisées dans ces opérations de transit sont essentiellement des lignes occasionnelles reliant la Maison de la Radio aux PTT : lignes urbaines, interurbaines, internationales. Ce sont aussi les sorties duplex et multiplex utilisées comme sources de retour vers les circuits occasionnels.

Les départs utilisés dans ces transits sont aussi les lignes occasionnelles de toutes natures, les entrées duplex (une par studio) et multiplex, les lignes extérieures des studios (deux par studio) qui permettent d'enregistrer des modulations extérieures.

3.1.4. *Un cas particulier est celui des multiplex C.D.M.*

Certains studios ont la possibilité de réaliser dans leur cabine des multiplex à six directions (dont cinq extérieures), voir § 2.5.2.

Le C.D.M. a été équipé pour réaliser les opérations plus importantes. Deux équipements permettent de mettre en place des multiplex à 10 directions. Leur couplage donne un multiplex à 20 directions.

and the external circuits of the studios (two for each studio) which make it possible to record external signals.

3.1.4. *A special case is that of C.D.M. multiplex*

Certain studios are able to arrange within their cubicle multiplex in six directions (of which five are external). (§ 2.5.2.).

The C.D.M. has been equipped to look after larger operations. Two equipments make it possible to multiplex in ten directions. If they are linked they provide multiplex in twenty directions.

A 12-direction mixing unit makes it possible to mix 12 external or internal sources in order to take to an external input of the studio a number of external sources which do not need the partial return arrangements offered by the multiplex units.

The inputs of these units operate as outputs of the C.D.M. and their outputs as sources.

The diagram of Figure 12 summarises the grouped activities of the C.D.M. and indicates the number of the connections, one connection representing a group made up of programme, telephone, amplified telephone, and signalling circuits, switched simultaneously by the automatic switching equipments in the C.D.M.

3.2. MAKE-UP OF THE C.D.M.

The C.D.M. equipment has three principal parts :

1st a certain number of line amplifiers (392), of fixed equalisers (40), and variable equalisers (44), for the correction of lines, that is to say for the adjustment of their response curve because a line introduces differing attenuation at different frequencies as a function of its technical characteristics and its length and it is necessary at the point of arrival to level the response curve and lift the extreme frequencies, particularly the high frequencies ;

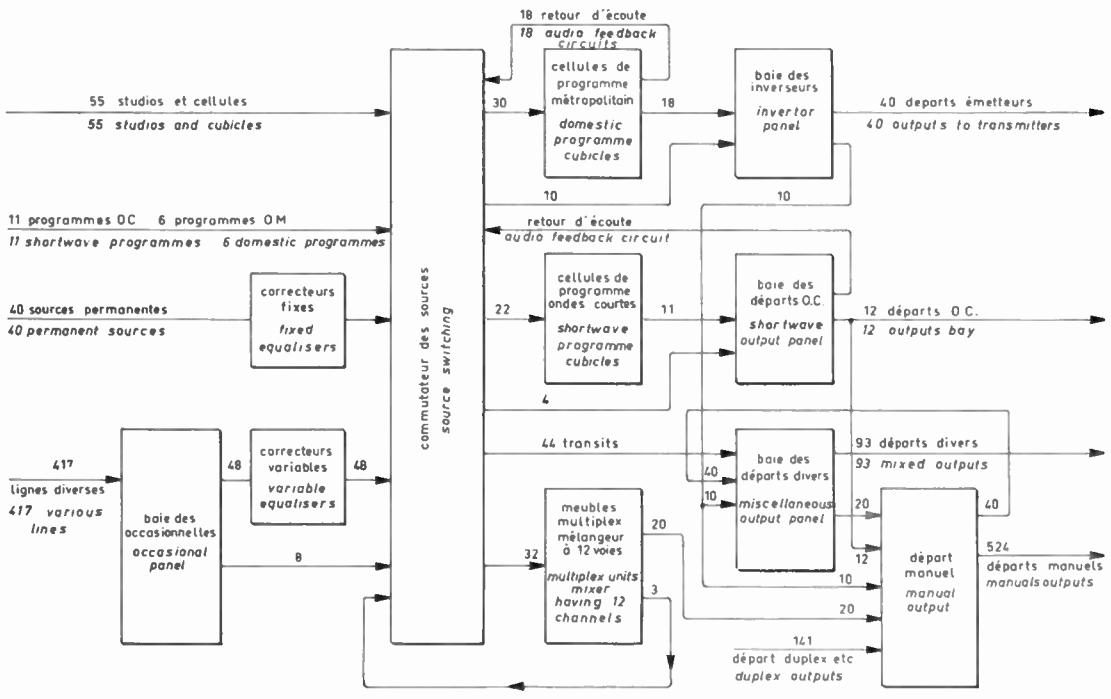


FIG. 12. — Schéma de principe du C.D.M.

FIG. 12. — Block diagram of C.D.M.

Un meuble de mélange à 12 directions permet de mélanger 12 sources extérieures ou intérieures pour ramener à une entrée extérieure du studio plusieurs sources extérieures qui n'ont pas besoin des retours partiels fournis par les meubles multiplex. Les entrées de ces meubles fonctionnent comme des sorties du C.D.M., leurs sorties comme des sources.

Le schéma de la figure 12 donne une idée succincte des cellules d'activité du C.D.M. appuyé par l'importance des liaisons, la liaison représentant l'ensemble des circuits modulation, téléphone, téléphone amplifié et signalisation, commutés simultanément par le dispositif de commutation automatique du C.D.M.

3.2. Constitution du C.D.M.

L'équipement du C.D.M. comporte trois parties principales :

1° Un certain nombre d'amplificateurs de lignes (392), des correcteurs fixes (40) et des correcteurs variables (44) destinés à corriger les lignes, c'est-à-dire rectifier leur courbe de réponse. Une ligne apporte des affaiblissements différents aux diverses fréquences en fonction de ses qualités technologiques et de sa longueur : il importe, à l'arrivée, de niveler la courbe de réponse et de relever les fréquences extrêmes, particulièrement les aiguës.

2° Un pupitre de commande constitué essentiellement de claviers et d'appareils de contrôle (vumètres et haut-parleurs) permettant la télécommande des organes de commutation.

3° Les organes de commutations. Le dispositif choisi est un système à barres croisées Pentaconta, développé par la C.G.C.T.

4. Les ateliers de copie

Comme il a été dit plus haut (§ 1.3.), l'ORTF envoie dans les Départements et Territoires d'Outre-Mer et dans les pays étrangers un nombre considérable d'enregistrements. Ces enregistrements sont quelquefois originaux et en exemplaire unique. Mais, le plus souvent, on expédie la même émission en quelques exemplaires (six à vingt) aux divers destinataires de même langue. Ces copies sont réalisées sur bande magnétique par polycopies. Après avoir étudié divers dispositifs de recopie simultanée, accélérée, tels que magnétophones rapides (1,52 m/s) à *n* bandes entraînées par le même axe, on en est revenu à l'alignement des magnétophones normalisés, tournant à vitesse normale avec une télécommande simultanée de l'enregistrement des machines couplées. Trois ateliers de 10 magnétophones sont installés permettant éventuellement de réaliser 30 copies simultanées.

5. La conservation

Nous citons la conservation car elle constitue la phase finale de la vie d'une émission. Toutefois, il ne s'agit plus d'une opération technique telle que celles que nous avons voulu décrire ici. Nous dirons donc simplement que la conservation des émissions implique l'écoute de nombreux enregistrements et le montage ou la copie pour le prélèvement des éléments dignes de servir à l'édification des générations futures. Les enregistrements non conservés sont effacés, c'est-à-dire qu'après suppression des éléments d'identification, les bandes sont reconstituées à la longueur de 750 m, puis retournées au magasin pour réutilisation.

6. Problèmes divers

6.1. La stéréophonie

Nous n'avons, à aucun moment, mentionné les problèmes posés par l'exploitation de certaines émissions stéréophoniques. La difficulté éventuelle de ces problèmes est l'ignorance dans laquelle nous nous trouvons quant à l'avenir et à l'évolution de ces émissions.

Il a donc été nécessaire de prendre des dispositions réservant l'avenir sans, pour autant, faire des dépenses somptuaires

2nd a control desk consisting essentially of a keyboard and control apparatus (VU meters and loudspeakers) for the remote control of the switching devices.

3rd the switching devices. The apparatus chosen is the crossbar system equipment Pentaconta developed by the C.G.C.T. (Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques).

4. Copying workshops

As mentioned earlier (1.3), ORTF sends a large number of recordings to the overseas Departments and Territories and to foreign countries. These recordings are sometimes original and exist only in a single example. But more often the same transmission is sent in many examples (six to twenty) to various destinations having the same language. These copies are made on magnetic tapes by a multicopying technique. After having considered various simultaneous high-speed recopying devices such as high-speed tape machines (1.52 m/s) having *n* tapes on the same axis, we came back to the alignment of normal tape machines turning at the customary speed with simultaneous remote control of the recording of the coupled machines.

Three workshops of 10 tape machines are installed permitting at the same time the making of 30 copies.

5. The storage

We mention storage because it is the final phase in the life of a programme. However, it is no longer a matter of technical operations such as those we have described earlier. We will therefore simply say that the storage of programmes involves the listening to many recordings and extracting by editing or copying the pieces worth keeping for future generations. Recordings which are not kept are erased, and after the removal of the identifying leaders the tapes are made up again into a length of 750 metres and returned to store for re-use.

6. Miscellaneous problems

6.1. Stereophony

We have not, up to this moment, mentioned the problems which are introduced by the occurrence of stereophonic transmissions. The difficulty in these problems is our lack of knowledge of what the future holds in the way of development for these programmes.

It has been necessary to make tentative arrangements for the future without incurring large expenditure at this moment and without, at the same time, making it necessary to do that when the time comes for a rapid expansion of stereophonic transmissions.

The solution adopted has been the following :

All the fixed wiring of the studios designed for feature programmes transmission, and the domestic programme continuities and the C.D.M. (that part of it concerned with domestic programme continuities) has been arranged to deal with the production of stereophonic transmissions and that has required only a modest expenditure.

Four studios, only, have been provided with the equipments necessary for stereophonic transmission and recording. Others could be equipped if the need arises.

Other articles will discuss the technical aspects of the problem. We wish to mention only two important points.

It has been necessary to develop compatible tape machines, that is to say machines which can be used just as well in monophony as in stereophony with, in particular, identical levels

dès maintenant, ni avoir à en faire si une expansion rapide des émissions stéréophoniques intervenait.

La solution adoptée a été la suivante :

Tous les câblages fixes des studios destinés aux émissions artistiques, des cabines de programmes métropolitains, du C.D.M. (secteur des cabines de programmes métropolitains) permettent la réalisation et la retransmission des émissions stéréophoniques, ce qui n'a représenté qu'un investissement minime. Seuls, quatre studios ont reçu les éléments mobiles (blocs de brassage, magnétophones), nécessaires à la prise de son et à l'enregistrement stéréophoniques. D'autres pourraient être équipés si les besoins se développaient.

Les aspects techniques du problème seront exposés dans d'autres articles. Mentionnons seulement deux points importants.

Il a fallu concevoir des magnétophones « compatibles » c'est-à-dire qui puissent être utilisés aussi bien en monophonie qu'en stéréophonie avec, en particulier, niveau et courbe de réponse identiques. On a choisi pour cela, un nouveau type de bande magnétique qui donne, en stéréophonie, un rapport signal/bruit de fond au moins égal à celui des anciennes bandes en monophonie, grâce à une efficacité accrue.

Il a fallu, d'autre part, exiger des fabricants de matériel qu'ils respectent le sens des fils de câblage, car le respect de la phase des signaux en stéréophonie impose que dans une transmission sur fils symétrique, le point haut et le point bas de la liaison soient toujours parfaitement identifiés. Algébriquement, les tensions :

$$V_A - V_M \quad \text{et} \quad V_{A'} - V_{M'}$$

ont toujours la même phase, quel que soit le dispositif inséré entre les points $A\ B$ d'une part, et $A'\ B'$ d'autre part (fig. 13).

6.2. Télévision

Dans ce texte, il n'a été traité que des problèmes liés à la radiodiffusion sonore car c'était le but de la construction et c'est dans l'esprit de la radiodiffusion sonore qu'elle a été réalisée.

Toutefois, il est apparu souhaitable qu'une fraction de l'exploitation télévisée soit reportée dans la Maison de la Radio. C'est ainsi que deux studios ont été transformés en studios de télévision vidéo et que le théâtre peut travailler aussi bien pour la radiodiffusion sonore que pour la radiodiffusion télévisuelle. Dans un avenir prochain, deux autres studios de variétés seront transformés en studios de post-synchronisation.

Dès maintenant, 8 h d'antennes d'émissions vidéo sont réalisées chaque semaine dans la Maison de la Radio, ce qui représente 45 % du direct et 27 % des émissions vidéo de la télévision dont le volume est d'environ 30 h par semaine, y compris le Journal Télévisé et les émissions extérieures.

7. Conclusion

L'exposé ci-dessus n'a pas la prétention d'éclairer tous les problèmes qui se sont posés aux concepteurs de la Maison de la Radio, mais de souligner les lignes directrices qui ont conduit aux différentes solutions adoptées dans la construction. Il est intéressant de rapprocher le résultat de ce qu'était la solution ou plutôt les morceaux de solutions antérieures.

Les émissions régulières de radiodiffusion ont commencé en 1929. Le matériel technique antérieur à la Maison de la Radio qui était dit d' « étape provisoire » avait été conçu en 1942, soit en l'année XIII de la radiodiffusion. Il a servi 20 ans. Il était évidemment complètement dépassé en 1960 et des « bricolages », des « bouts de ficelle » avaient dû être employés pour résoudre les opérations de duplex, multiplex, insert téléphonique, réverbération, développement des schémas. Quoi qu'il ait dû arriver, tout le matériel aurait dû être renouvelé et modernisé depuis

and response curves. For that reason it has been chosen a new magnetic tape which, in stereophony, gives a signal to noise ratio at least equal to that of earlier monophony tapes, as a result of increased efficiency.

On the other hand, it has been necessary to ask the makers of the equipment to take care over the arrangement of the wiring in the cable forms. The phase relationship of the signals in stereophony requires that in symmetrical transmission along wires the high point and the low point of the connection should always be perfectly balanced. Algebraically the voltages

$$V_A - V_M \text{ and } V_{A'} - V_{M'}$$

have always the same phase whatever device may be inserted between the points AB on the one hand and $A'B'$ on the other hand (fig. 13).

6.2. Television

This account has dealt only with problems of sound radio because this was the purpose of the building and it is according to the requirements of the sound broadcasting that it has been developed.

However, it has become desirable for some part of television development to be reflected in Broadcasting House. Two studios have been transformed into television video studios and the theatre can work just as well for television as for sound radio. In the near future two other variety studios will be converted to television operations (post synchronisation).

At present 8 hours of radiated vision programmes are produced each week in Broadcasting House, which is 45 % of the live transmission time and 27 % of the total video transmission time, which runs at about 30 hours a week including television news and outside broadcasts.

Fig. 13. — Maintien des phases dans le câblage.
— Preservation of phasing in wiring.

7. Conclusion

The previous account does not, of course, deal with all the problems which have arisen for the designers of Broadcasting House but is intended to sketch the broad directing requirements which have led to the various solutions adopted in the building. It is interesting to compare this result with the previous solution, or rather the previous partial solutions.

Regular broadcast transmissions began in 1929. The technical equipment before that of Broadcasting House, which was called « provisional stage » equipment, was designed in 1942, that is to say in the 13th year of broadcasting. It has worked for 20 years. Obviously, it was quite out of date in 1960 and all sorts of makeshift arrangements had to be used to meet the needs of duplex, multiplex, telephonic insertion, reverberation and general development. Whatever might have happened, all this material would have had to be renewed and modernised a few

quelques années déjà, si on n'avait attendu le démarrage de la Maison de la Radio pour réaliser cette opération très importante.

Sur le plan des moyens, la RTF exploitait 33 studios situés dans 10 centres différents répartis dans Paris, quatre studios privés loués au mois, une dizaine de salles extérieures louées pour des besoins particuliers (concerts de musique symphonique, de musique de chambre, d'orgue, émissions de variétés publiques, etc.). Ces moyens insuffisants en nombre (en plus, souvent, d'une certaine inadaptation) étaient exploités 15 h par jour (de 9 à 24 h) avec un certain nombre d'heures à rendement réduit (heures de repas et fin de journée).

Les nouveaux studios permettent un regroupement, particulièrement parmi les équipes de direction et les équipes d'entretien et de maintenance. D'autre part, en dehors des obligations d'horaire pour la diffusion ou l'information en direct, l'horaire de travail est ramené aux périodes 9 h/13 h - 14 h/20 h, c'est-à-dire que le travail est organisé en journées de 10 h, avec coupure pour le déjeuner et soirées libres.

Il en résulte une nette amélioration du rendement en même temps qu'une diminution de la fatigue par régularisation des horaires de travail.

Entre les différents lieux de travail, il y a évidemment une réduction considérable des distances et des manipulations d'où une diminution des temps perdus et aussi des risques de pertes qui touchaient les enregistrements, entre autres. Il ne faut pas oublier que l'ORTF manipule chaque année plus de 120 000 enregistrements qui avaient, en moyenne, 3 mouvements entre les centres (plus 7 internes). La suppression pure et simple des 360 000 mouvements externes représente un accroissement considérable de la sécurité d'exploitation indépendamment d'une économie financière non négligeable.

Les articles suivants souligneront l'originalité des solutions adoptées pour chacun des problèmes particuliers. Retenons que, dans ce nouveau palais où les beautés de la technique s'associent à celles de l'architecture, la réalisation de cet ensemble a permis une organisation rationnelle résolvant, de façon souvent économique, de nombreux problèmes réglés préalablement selon les lois du hasard.

years ago if it had not been a matter of waiting for the launching of Broadcasting House to attend to this very important operation.

As far as resources were concerned, ORTF was using 33 studios in 10 different centres scattered over Paris, 4 private studios rented by the month, and a dozen rented external halls for particular requirements (symphony concerts, chamber music concerts, organ transmissions, public variety transmissions, and so on). These resources, insufficient in number (and often rather unsuitable) were used 15 hours a day (from 9 a.m. to midnight) with a few hours of reduced output (meal times and at the end of the day).

The new studios have made possible a reorganisation particularly among the directing and maintenance crews. On the other hand, apart from schedule requirements for overseas broadcasts or live news transmissions, working hours have been readjusted to the periods 9 a.m. to 1 p.m. and 2 p.m. to 8 p.m. so that work is organised into days of 10 hours with a break for lunch and free evenings.

The making of working hours more regular results in an overall increase of output and a lessening of fatigue.

There has obviously been a considerable reduction of the distances between the different places of work and also of the number of handlings required, which has resulted in a decrease in lost time and also in the risk of losses which affect recordings among other things. ORTF handles every year more than 120,000 recordings which, on an average, had to make 3 journeys between centres (plus 7 internal trips). The simple cutting-out of 360,000 external journeys represents a considerable increase in the reliability of operation as well as a financial economy which is not negligible.

The articles which follow will underline the originality of the solutions adopted for each of the special problems. It will be noted that the design of the whole enterprise, in this building where the beauties of technique mingle with the beauties of architecture, has been such as to allow rational organisation — and, often, attendant economy to deal with many problems which previously had to be managed on a much more uncertain basis.

L. CHATENAY

Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Ingineer Telecommunications

Les matériels basse-fréquence

Audio frequency equipment

1. Matériels d'amplification

1.1. Extension des équipements basse fréquence

Les équipements basse-fréquence de la Maison de l'O.R.T.F. à Paris permettent d'assurer la production des programmes de radiodiffusion et leur distribution aux utilisateurs extérieurs (émetteurs, régions, etc.). Ils s'étendent des sources de modulation, microphones, lecteurs d'enregistrement, arrivées de lignes extérieures, aux équipements de départ des lignes de distribution inclus.

Les méthodes d'exploitation exposées précédemment montrent que les fonctions de production, de programmation et de distribution exigent des équipements spécialisés qui peuvent être matériellement assez distants les uns des autres, même dans un édifice spécialement conçu pour les recevoir.

Le cas type d'acheminement d'un signal du microphone à la ligne de sortie pour une diffusion en direct le fait transiter à travers une cabine son, une cabine de programme et le Centre distributeur de modulations.

Lorsque le signal subit un enregistrement temporaire entre la production et la diffusion, un enregistreur et un lecteur viennent s'insérer en supplément dans ce parcours.

Dans le but de conserver une qualité maximale au signal transmis aux émetteurs, on a recherché, pour le cas type de diffusion en direct, le parcours le plus simple possible comportant le minimum d'amplificateurs en circuit.

Sur le plan industriel, il était nécessaire de normaliser les les matériels employés pour aboutir à un minimum de types d'appareils à reproduire en grand nombre. Cette normalisation devait s'effectuer à la fois dans le domaine de l'électronique et dans celui de la mécanique.

1.2. Tubes ou transistors

D'une manière générale les matériels d'amplification utilisés dans les équipements basse-fréquence se répartissent en deux catégories :

— les éléments de base qui constituent la chaîne de transmission du signal vers les points de diffusion ;

— les éléments utilisés pour les contrôles et les servitudes d'exploitation.

On exige des éléments de base une grande stabilité, une sécurité

1. Amplifiers

1.1. Range of audio frequency equipment

The audio frequency equipment in Broadcasting House, Paris, has to deal with the production of broadcasting programmes and their distribution to external users such as the transmitters and the regions. It ranges from units for modulation sources such as microphones, tape reproducers, and incoming lines to equipment for the outgoing distribution network.

The varying requirements of use covering the functions of production, of programme continuity and of distribution demand specialized equipments which can be quite removed one from another, even in a building specially designed to house them.

The typical routing of a signal from the microphone to the outgoing transmission circuit requires it to pass through a sound control room, a programme continuity, and a Main Dispatching Centre.

When the signal undergoes temporary recording between production and transmission, a recorder and a reproducer must be inserted additionnaly in this chain.

In order to retain the highest quality in the signal heard by the listeners, the simplest possible transmission chain has been devised, employing the minimum of amplifiers in succession.

For manufacturing purposes it was necessary to standardize the amplifiers to be used in order to have a minimum number of types of those amplifiers which are required in large numbers. This standardization was necessary both in electronic terms and in mechanical terms.

1.2. Valves or transistors

In general, the amplifiers used in the audio frequency equipment can be divided into two classes, which are :

— basic units directly in the transmission distribution chain ;

— auxiliary units for control purposes and to meet a variety of operational requirements.

The basic units have to be of high stability, very high reliability, and advanced performance because they often have to be used in cascade in considerable number between the microphone and the transmitter. Although the transmission chain has been designed so as to include only a limited number of amplifiers nevertheless it is often the case that the requirements of daily

quasi absolue, et des performances très poussées parce qu'ils se trouvent souvent embrochés en grand nombre entre le microphone et l'émetteur. En effet, si la chaîne de transmission a été étudiée pour ne faire intervenir qu'un nombre restreint d'amplificateurs, dans le cas type, l'exploitation quotidienne nécessite sans cesse des dérogations à cette règle. Le signal transite souvent par des groupes d'équipements successifs pour être relayé de région à région ou de programme à programme. Les relais internationaux, les émissions « multiplex » font intervenir un nombre considérable de « transits ». Ces transmissions compliquées ne sont possibles que parce que le matériel est d'une qualité suffisante pour se faire oublier.

Il en est autrement pour le matériel auxiliaire. Celui-ci ne constitue jamais que des rameaux adventifs courts sur la chaîne de diffusion, en vue d'une utilisation immédiate.

La mise au point d'un matériel de base suffisamment sûr et souple pour répondre à l'ensemble des problèmes posés, demande de longs délais. Au moment où les commandes devaient être passées pour l'équipement de la Maison de l'O.R.T.F. de Paris, il ne pouvait être question de transistoriser les éléments de base : les performances accessibles étaient à peine suffisantes et l'expérience industrielle était nulle. C'est donc dans le cadre de matériels à tubes déjà expérimentés que les projets ont été établis.

Par contre, de nombreux matériels auxiliaires ont été transistorisés, d'une part en raison des performances moins poussées qui en étaient exigées, d'autre part parce que les risques courus en cas d'échec ou d'incidents étaient moindres et permettaient de tenter l'expérience.

1.3. Définition des types d'amplificateurs

En suivant le signal basse fréquence à travers la chaîne de transmission, on se trouve d'abord dans la cabine son en présence d'un assez grand nombre de voies d'accès convergentes correspondant aux diverses sources élémentaires utilisées pour constituer une production : microphones, lecteurs d'enregistrement, arrivées de lignes extérieures. Ces voies d'accès sont concentrées, « mélangées » en deux temps. Un premier mélange, opéré sur des sources homogènes entre elles, permet de constituer des « groupes ». Ces groupes à leur tour sont mélangés pour donner la modulation finale en sortie de la cabine son où s'exerce le contrôle principal de la chaîne, celui de l'opérateur de prise de son.

Après la cabine son, le signal est acheminé par une ligne plus ou moins longue et à travers un système de sélection vers la cabine de programme où sont opérés non plus des mélanges, mais des enchaînements successifs de signaux issus de cabines son différentes.

C'est dans la cabine de programme que se forme la « souche » du programme et immédiatement après commencent les opérations de distribution. La séparation du programme de base en trois directions : programme national, programme régional, programme local, s'effectue à la cabine de programme même. Puis, ces trois programmes sont envoyés au Centre distributeur de modulations qui en assure à son tour la répartition aux divers utilisateurs.

Dans les opérations de mélange, on traite un signal de niveau faible qu'il est nécessaire d'amplifier à chaque échelon de réglage pour éviter la dégradation du rapport signal/bruit de la transmission. Les différentes voies d'accès soumises à concentration sont connectées en parallèle pour former les « points de mélange ».

Dans les opérations de distribution, on traite un signal relativement fort et on cherche surtout à isoler les utilisations des souches de programme pour éviter les désadaptations, les variations de niveau et les incidents.

De là est née la notion de deux types d'amplificateurs :

use lead to departures from this rule. The signal has often to pass through successive groups of equipment in order to be conveyed from region to region or from programme to programme. International relays and multiple transmissions introduce a considerable number of retransmission requirements. These complicated transmissions are possible only because the equipment is of sufficiently high quality for its intervention to be forgotten.

The circumstances are different for the auxiliary units. These are never much more than short spurs on the distribution chain to provide for some local use.

The development of basic equipment sufficiently reliable and flexible to meet all these requirements does take a long time. At the moment when the orders had to be placed for the equipment at Broadcasting House it was not practicable to think of transistorizing the basic units. The performance then available was scarcely adequate and manufacturing experience was slight. The needs of the project had therefore to be met within the framework of conventional well-proven valve circuits.

On the other hand numerous auxiliary units have been transistorized : partly because the required performance was less demanding, and partly because the risks resulting from the possibility of failure were less and made their trial permissible.

1.3. Definition of amplifier types

In tracing the audio frequency signal along the transmission chain one starts in the sound control cubicle with a large number of converging inputs corresponding to the various elementary sources used in putting together a production, such as microphones, reproducing equipment, and external lines. These input circuits are combined or mixed in two stages. The first stage mixer operates on similar sources and makes it possible to set up groups. These groups, in turn, are mixed to give the final signal at the output of the sound cubicle and the sound control operator at this point is the principal control for the chain.

After the sound control cubicle, the signal is routed by a lengthy circuit through a selector system to the programme continuity control. It is no longer mixers which are operated here but a successive connection of signals coming from different sound control cubicles.

The programme continuity is the programme source and immediately after that the operation of distribution begins. The separation of the basic programme into three variants — national, regional and local programme — occurs in programme continuity. Then those three programmes are sent to the main dispatching centre which, in its turn, divides them off for the various users.

The mixing operation handles a low level signal which must be amplified at each stage in order to avoid the debasement of the signal-noise ratio in the transmission. The different inputs which are to be merged are connected in parallel at the mixer points.

The distribution operation handles a relatively strong signal and the primary need is to isolate the various loadings of the programme sources from one another in order to avoid mismatches, variations of level and faults.

From this background arises the need for two kinds of amplifiers :

— the mixer amplifier,

— the distribution or line amplifier.

1.4. Definition of amplifier characteristics

The characteristics needed in the amplifiers can be divided into two classes :

— l'amplificateur de mélange,

— l'amplificateur de distribution ou de « ligne ».

1.4. Définition des caractéristiques des amplificateurs

Les caractéristiques externes des amplificateurs se répartissent en deux catégories :

— celles qui sont définies par les caractéristiques globales que doit présenter l'ensemble de la chaîne de diffusion,

— celles qui sont imposées par le choix de certaines dispositions pratiques.

Parmi les premières, il faut ranger la bande passante et les distorsions, parmi les secondes, le gain, les impédances et les niveaux d'entrée et de sortie.

La bande passante est de 40 à 15 000 Hz pour l'ensemble de la chaîne, avec une tolérance globale de variation de gain de −0,4 dB à 80 et 7 500 Hz et −1 dB de 40 à 15 000 Hz. Des conditions assez sévères sont, en outre, imposées en dehors de la bande passante pour interdire les écarts positifs de gain qui pourraient être à l'origine d'une amplification anormale des infra-sons ou d'amorçage d'oscillations.

La distorsion harmonique globale a été fixée à 0,5 % maximum de 80 à 7 500 Hz et 1,5 % maximum de 40 à 15 000 Hz pour 100 % de modulation des émetteurs.

Le gain, les impédances et les niveaux de travail sont déterminés par une série de choix concernant :

— la source élémentaire type,

— le niveau de contrôle des modulations,

— le niveau et les points de distribution.

La source type qui a été retenue dans le cas de la Maison de l'O.R.T.F. est le microphone à condensateur de haute qualité.

Dans le cas-type de prise de son, speaker professionnel parlant à 40 cm du microphone, cette source délivre un signal dont le niveau de crête contrôlé est de 7,75 mW (−40 dB en niveau absolu de tension — 0 dB = 0,775 V_{eff}) pour une impédance interne nominale de 200 Ω. Les autres sources de modulation utilisées au cours des productions ont été normalisées sur ces caractéristiques.

L'indicateur de niveau qui a été choisi est le VU-mètre en raison de sa simplicité, sa robustesse, sa stabilité et son prix. Cet indicateur est très discuté, mais tous les indicateurs de niveau actuels sont imparfaits et l'exposé des thèses en présence sortirait du cadre de cet article. Le VU-mètre employé à sa sensibilité maximale permet de contrôler directement le signal basse-fréquence au niveau de crêtes contrôlées de 3,1 V_{eff} efficace (+12 dB en niveau absolu de tension).

L'administration des P.T.T. tolérant à l'ORTF ce même niveau de +12 dB en crêtes contrôlées à l'émission sur les lignes urbaines, celui-ci a été adopté pour tous les points de distribution.

La répartition des gains entre les éléments et le choix des impédances intermédiaires ont ensuite été déterminés par la constitution de la chaîne (fig. 1).

1.5. Amplificateur de mélange

L'amplificateur de mélange est employé dans les équipements de prise de son, à deux échelons successifs : en entrée pour les mélanges de sources, à un échelon intermédiaire pour les mélanges de groupes.

En position d'entrée, il reçoit le signal à la sortie du microphone. Le microphone à condensateur a un bruit de fond propre qui lui confère une sensibilité maximale inférieure de quelques décibels à celle de l'oreille humaine. Il faut donc s'attacher à ce que la chaîne de transmission ne détériore pas son rapport

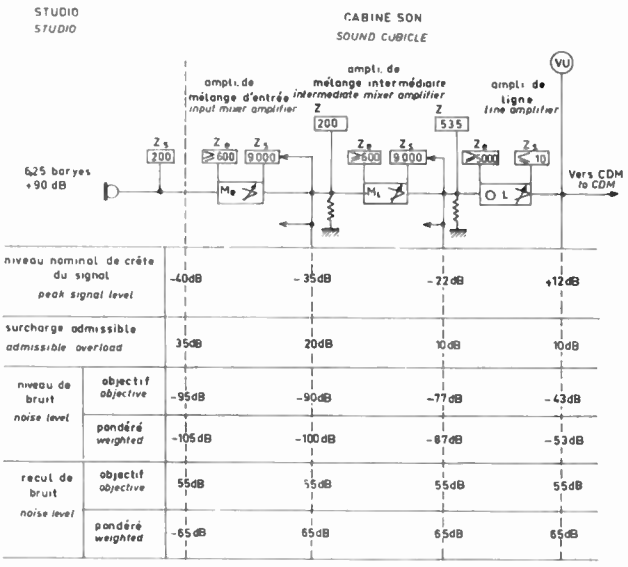


FIG. 1. — Constitution de la chaîne.

— The make-up of the chain.

— Those which are set by the overall characteristics necessary for the transmission chain in general ;

— Those which are imposed by the choice of practical requirements.

Among the first are to be found the passband and the permissible distortion ; among the second, the gain, impedances and input and output levels.

The passband for the entire chain is 40 - 15,000 cycles with an overall tolerance in gain variation of −0.4 dB between 80 and 7,500 cycles and −1 dB between 40 and 15,000 cycles. Fairly demanding requirements are additionally necessary outside the passband to avoid areas of increased gain which could be the cause of abnormal amplification for random noise or for the setting up of oscillation.

The overall harmonic distortion has been set at 0.5 % maximum between 80 and 7,500 cycles and 1.5 % maximum between 40 and 15,000 cycles for 100 % modulation at the transmitters.

Gain, impedances, and working levels are determined by a series of decisions concerning

— the typical elementary source,

— the level of signal control,

— the level for distribution.

The typical source adopted for Broadcasting House is a high quality condenser microphone. In representative circumstances, with a professional announcer speaking at 40 centimetres from the microphone, this source delivers a signal with a controlled peak level of 7.75 mV (−40 dB absolute voltage level, with 0 dB = 0.775 volts r.m.s.) for a nominal internal impedance of 200 Ω. The other sources of signal used in the course of programme productions have been standardized to those characteristics.

The level indicator which has been chosen is the VU-meter because of its simplicity, its robustness, its reliability and its price. This level indicator has been much discussed but all present-day level indicators are less than perfect and a discussion of the considerations which are involved would go outside the field of this paper. The VU meter used at its maximum sensitivity

signal à bruit. Ceci conduit à utiliser le microphone en f.é.m., donc sans charge, à amplifier le signal avant toute manipulation de prise de son et à attaquer la grille du premier tube amplificateur avec un transformateur de rapport élevé pour masquer le bruit propre du tube.

Un compromis est nécessaire entre la première et la dernière de ces conditions et on se trouve astreint à ne placer qu'un seul amplificateur par source, mais aussi à en prévoir un pour chaque source.

En sortie de l'amplificateur de mélange, par contre, les mises en parallèle sont nécessaires pour constituer les points de mélange et même les exigences d'exploitation conduisent à prévoir plusieurs points de mélange indépendants les uns des autres (bruitage, réverbération artificielle, etc.). Ces conditions ont été satisfaites en incorporant dans l'amplificateur les résistances

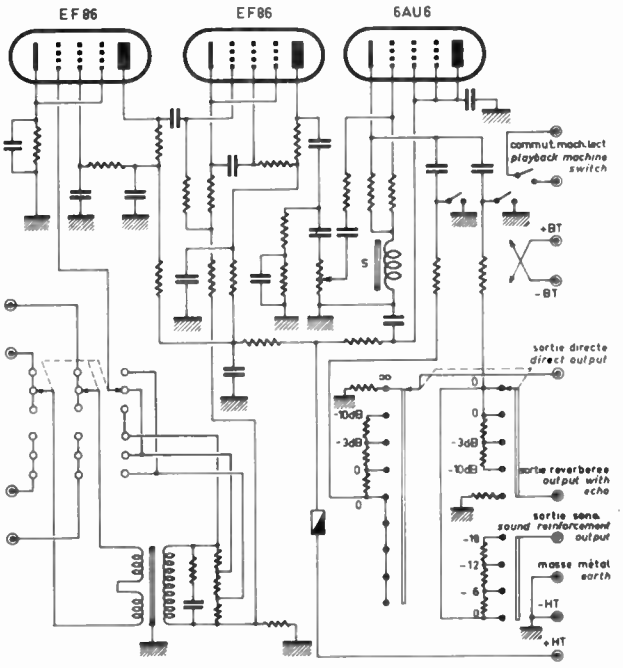


FIG. 2. — Schéma de l'amplificateur de mélange

— Circuit of the mixer amplifier.

d'adaptation employées habituellement pour constituer les réseaux de mélange et en adoptant un étage de sortie cathodyne à basse impédance apparente de sortie. On a aussi incorporé à l'amplificateur de mélange, l'atténuateur de mélange et divers organes équipant systématiquement une voie de modulation, de manière à simplifier le câblage des meubles (fig. 2).

Pour réduire les inductions dans les câblages, les amplificateurs de mélange ont été alimentés en courant continu par des blocs d'alimentation pouvant desservir de 2 à 8 amplificateurs.

Enfin, sur le plan pratique, l'amplificateur de mélange se présente sous la forme d'un bloc parallélépipédique enfichable, portant toutes les commandes sur une même face. La juxtaposition des faces avant des amplificateurs de mélange enfichés dans un pupitre constitue l'aire de travail de l'opérateur. Cette disposition mécanique impliquait la solution de problèmes assez ardus de dissipation et de protection des tubes contre les vibrations mécaniques (fig. 3).

L'équipement de la Maison de l'ORTF comporte environ 1 100 amplificateurs de mélange.

allows the control of the audio frequency signal to peaks of 3.1 volts r.m.s. (+12 dB absolute voltage level).

The Posts and Telegraphs administration will accept from the ORTF this same controlled peak level of +12 dB for urban circuits and it has been adopted for all distribution points.

The distribution of gain between the units and the choice of intermediate impedances has then been decided by the arrangement of the transmission chain (Fig. 1).

1.5. MIXER AMPLIFIER

The mixer amplifier is used in the sound sequence at two successive stages — at the input for the mixing of sources and at an intermediate stage for the mixing of groups.

At the input position it receives the signal from the output of the microphone. The condenser microphone has a background noise of its own which gives it a maximum sensitivity worse by only few decibels than that of the human ear. It follows from this that the transmission chain must not worsen the signal-noise ratio. This makes it desirable to use the microphone with minimum loading and to amplify the signal before any attempt at sound level control is made, and also to apply the signal to the grid of the first amplifier with a high ratio transformer to overcome the internal noise of the valve.

A compromise has to be made between the first and the last of these conditions : it is practicable to provide only one amplifier for each source but necessary to provide one for every source.

At the mixer amplifier output, on the other hand, connections in parallel are necessary to achieve the mixing function and the practical requirements of operation may even make it necessary to provide various mixing points which are independent one from the other (for effects, artificial reverberation, and so on). These requirements have been met by incorporating within the amplifiers the matching resistances commonly used to provide the mixing network and by using a cathode follower output stage of low output impedance. There have also been incorporated within the mixing amplifier the mixer attenuator and various items commonly required in the signal path in order to simplify the wiring up of the system (Fig. 2).

To reduce induction in cabling, the mixer amplifiers are fed with DC by power supplies which can serve 2 to 8 amplifiers.

Finally, as a practical measure, the mixing amplifier is cons-

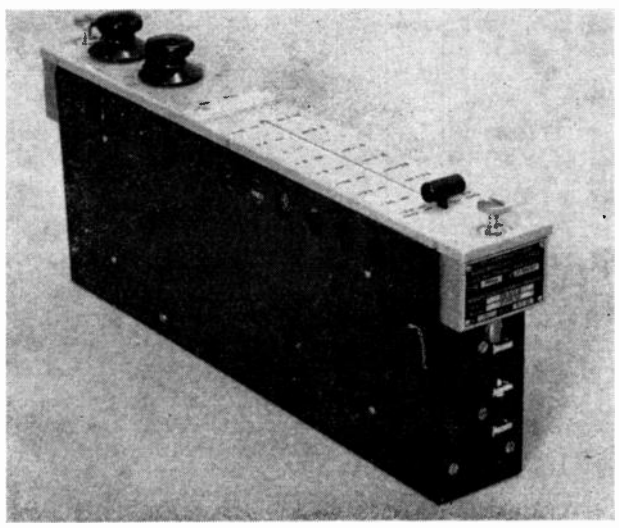


FIG. 3. — Amplificateur de mélange.

— Mixer amplifier.

1.6. Amplificateur de ligne

A l'opposé des amplificateurs de mélange, les amplificateurs de ligne reçoivent toujours un signal assez fort et sont connectés à l'entrée à plusieurs en parallèle sur une même source, mais ne sont jamais mis en parallèle à la sortie. Leur impédance d'entrée a été choisie aussi élevée que possible pour ne pas perturber les points de distribution au moment de leur insertion et pouvoir connecter un grand nombre d'amplificateurs en dérivation. Leur impédance de sortie, au contraire, a été choisie très faible dans le but de :

— faciliter l'égalisation des lignes alimentées,

— réduire les diaphonies par couplages capacitifs dans les systèmes de commutation,

— permettre l'alimentation de plusieurs départs en parallèle dans les fonctions auxiliaires.

Le gain de l'amplificateur de ligne est fixe, mais adaptable par un commutateur aux valeurs nécessitées par les différentes fonctions dans lesquelles il est employé. Il est réalisé sous la forme d'un caisson enfichable destiné à être monté en bâtis ou en armoires (fig. 4).

L'équipement de la Maison de l'ORTF comprend environ 1 100 amplificateurs de ligne.

Fig. 4. — Amplificateur de ligne.
— Line amplifier.

1.7. Caractéristiques des amplificateurs

1.7.1. *Amplificateur de mélange*

Circuit d'entrée

Entrée symétrique sur transformateur à écran.

Impédance d'entrée supérieure à 600 Ω de 40 à 15 000 Hz.

Impédance maximale de source : 200 Ω.

Circuit de sortie (1)

Deux sorties dissymétriques d'impédance 9 000 Ω dont une commutable.

Impédance de charge pouvant varier de 0 à l'infini.

Impédances de charge normalement utilisées : 204 à 535 Ω.

Affaiblissement de diaphonie entre les sorties : > 65 dB sur 204 Ω, > 55 dB sur 535 Ω.

(1) Il est prévu une sortie auxiliaire non protégée pour laquelle $Z_s < 260\ \Omega$ et $G = 50$ dB ± 05, pour utilisations spéciales.

tructed in the form of a plug-in unit carrying all its controls on a single face. The juxtaposition of the front panels of these mixer amplifiers when assembled within a desk provides the working control panel for the operator. This physical disposition requires the solution of heat dissipation problems and the protection of valves against rather severe mechanical vibrations (Fig. 3).

The installation of Broadcasting House about 1100 mixer amplifiers.

1.6. Line amplifier

As opposed to mixer amplifiers, the line amplifiers always have a strong input signal and have their inputs connected in parallel to a common source but are never paralleled at their outputs. Their input impedance has been made as high as possible in order not to disturb circuits at the moment of their insertion and also so as to be able to connect a large number of amplifiers at one time. Their output impedance, on the other hand, has been made very low in order :

— to make easier the equalisation of the lines which they feed,

— to reduce crosstalk by capacity coupling in the switching systems,

— to make possible the feeding of various lines in parallel in auxiliary functions.

The gain of the line amplifier is fixed but can be adjusted by a switch to the values necessary in the different applications where it is used. It is made in the physical form of a plug-in unit designed to be mounted in a rack or in a cabinet (Fig. 4).

The Broadcasting House installation contains about 1100 line amplifiers.

1.7. Amplifier characteristics

1.7.1. *Mixer Amplifier*

Input circuit

Balanced input using screened transformer.

Input impedance in excess of 600 Ω between 40 and 15,000 cycles.

Maximum source impedance 200 Ω.

Output circuit (1)

Two unbalanced outputs with an impedance of 9,000 Ω of which one is switchable,

Load impedance capable of being varied from zero to infinity,

Load impedances normally used : 204 and 535 Ω.

Cross-talk attenuation between outputs : > 65 dB at 204 Ω, > 55 dB at 535 Ω.

Gain (attenuators at positions 0 and +12) (2)

17 dB ± 0.5, with a load of 204 Ω.

25 dB ± 0.5, with a load of 535 Ω.

Gain Control

Gain setting at 3 positions : 0, 10, 20 dB.

Continuous gain control from 0 to 56 dB (normal working position 0 corresponding to an attenuation of 12 dB).

(1) An auxiliary output for special uses is provided for which $Z_s < 260\ \Omega$ and $G = 50$ dB ± 0.5.

(2) The gain can be increased by 4 dB by internal switching.

Gain (atténuateurs en position 0 et +12) (²)

17 dB ± 0,5 sur une charge de 204 Ω.

25 dB ± 0,5 sur une charge de 535 Ω.

Réglage de gain

Potentiomètre d'ajustage de gain à 3 positions : 0, 10, 20 dB.

Potentiomètre de réglage progressif de 0 à 56 dB (position de travail normal 0 correspondant à un affaiblissement de 12 dB).

Niveaux de travail

Niveau maximal d'entrée : −20 dB. Niveau normal : −40 dB

Niveau maximal de sortie : −15 dB sur 204 Ω. Niveau normal −35 dB.

Niveau maximal de sortie : − 7 dB sur 535 Ω. Niveau normal −22 dB.

Le niveau maximal d'entrée peut être augmenté de la valeur de l'affaiblissement du potentiomètre d'ajustage de gain (10 ou 20 dB).

Courbe de réponse

Variation de gain en fonction de la fréquence :

$\leqslant \pm 0{,}2$ dB de 80 à 7 500 Hz.

$\leqslant \begin{matrix} +0{,}2 \text{ dB} \\ -0{,}4 \text{ dB} \end{matrix}$ de 40 à 15 000 Hz.

Distorsion harmonique

Pour les niveaux normaux d'entrée et de sortie :

$\leqslant$ 0,3 % de 40 à 15 000 Hz $\leqslant$ 0,15 % de 80 à 7 500 Hz

Pour les niveaux maximaux d'entrée et de sortie :

$\leqslant$ 0,75 % de 40 à 15 000 Hz $\leqslant$ 0,4 % de 80 à 7 500 Hz.

Bruit de fond

Le niveau de bruit de fond à la sortie de l'amplificateur, en fonction de l'affaiblissement introduit par l'atténuateur de réglage, est donné par la figure 5.

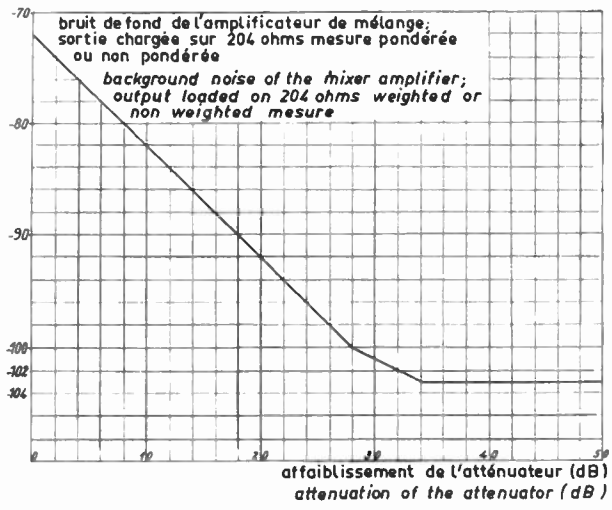


FIG. 5. — Bruit de fond, amplificateur de mélange.

— Background noise, mixer amplifier.

(²) Le gain peut être augmenté de 4 dB par commutation intérieure.

Working Levels

Maximum input level : −20 dB. Normal level : −40 dB.

Maximum output level : −15 dB at 204 Ω. Normal level : −35 dB.

Maximum output level : −7 dB at 535 Ω. Normal level : −22 dB.

The maximum input level can be increased by the value of the attenuation introduced by the gain adjusting control (10 or 20 dB).

Response Curve

Variation of gain as a function of frequency :

$\leqslant \pm$ 0.2 dB from 80-7,500 cycles

$\leqslant \begin{matrix} +0{,}2 \text{ dB} \\ -0.4 \text{ dB} \end{matrix}$ from 40-15,000 cycles.

Harmonic Distortion

For the normal levels of input and output :

$\leqslant$ 0.3 % from 40-15,000 cycles $\leqslant$ 0.15 % from 80-7,500 cycles.

For the maximum levels of input and output :

$\leqslant$ 0.75 % from 40-15,000 cycles $\leqslant$ 0.4 % from 80-7,500 cycles.

Background Noise

The level of background noise at the output of the amplifier as a function of the attenuation introduced by the level control is given by Figure 5.

1.7.2. *Line Amplifier*

Input circuit

Balanced input by screened transformer.

Input impedance above 8,000 Ω from 40-15,000 cycles or above 15,000 Ω according to whether the split windings of the input transformer are connected in series or in parallel.

Output circuit

Balanced output by screened transformer.

Output impedance lower than 10 Ω between 40-15,000 cycles.

Gain

Three values of gain are available by means of a switch and the connection either in series or in parallel of the input transformer windings using the connecting pins of the unit. They are :

0 dB with $Z_0 > 15{,}000\ \Omega$, ±0.2 dB

6 dB with $Z_0 > 15{,}000\ \Omega$, ±0.2 dB

34 dB with $Z_0 > 8{,}000\ \Omega$, ±0.2 dB

Working Output Level

Whatever may be the gain used, the normal working level at the output is + 12 dB (3.1 V) with a maximum level of + 22 dB.

Response Curve

Variation of gain in relation to frequency is less than ±0.2 dB from 80-7,500 cycles and within +0.2−0.4 dB from 40-15,000 cycles.

Harmonic Distortion

The harmonic distortion is measured for load impedances equivalent to two urban telephone lines connected in parallel, which means, 300 Ω from 40-1,000 cycles, 100 Ω from 1,000-7,500 cycles, 85 Ω from 7,500-15,000 cycles.

1.7.2. *Amplificateur de ligne*

Circuit d'entrée

Entrée symétrique sur transformateur à écran.

Impédance d'entrée supérieure à 8 000 Ω de 40 à 15 000 Hz ou à 15 000 Ω, selon que les demi-enroulements du transformateur d'entrée sont connectés en série ou en parallèle.

Circuit de sortie

Sortie symétrique par transformateur à écran.

Impédance de sortie inférieure à 10 Ω de 40 à 15 000 Hz

Gain

Trois valeurs de gain sont obtenues au moyen d'un commutateur et du branchement en série ou en parallèle des demi-enroulements du transformateur d'entrée par les machoires de connexion du caisson à savoir :

0 dB avec $Z_e >$ 15 000 Ω, ± 0,2 dB

6 dB avec $Z_e >$ 15 000 Ω, ± 0,2 dB

34 dB avec $Z_e >$ 8 000 Ω, ± 0,2 dB

Niveaux de travail à la sortie

Quel que soit le gain employé, le niveau normal de travail à la sortie est de + 12 dB (3,1 V_{eff}) et le niveau maximal de + 22 dB.

Courbe de réponse

La variation de gain en fonction de la fréquence est inférieure à ± 0,2 dB de 80 à 7 500 Hz et à +0,2 −0,4 dB de 40 à 15 000 Hz.

Distorsion harmonique

La distorsion harmonique est mesurée pour des impédances de charge correspondant à deux lignes téléphoniques urbaines connectées en parallèle, à savoir : 300 Ω de 40 à 1 000 Hz, 100 Ω de 1 000 à 7 500 Hz, 85 Ω de 7 500 à 15 000 Hz.

Elle est inférieure aux valeurs suivantes :

Niveau de sortie	+12 dB	+18 dB	+22 dB
de 40 à 80 Hz	0,3 %	—	0,75 %
de 80 à 7 500 Hz	0,15 %	—	0,4 %
de 7 500 à 15 000 Hz	0,3 %	0,75 %	—

Bruit de fond

Le niveau de bruit de fond mesuré à la sortie de l'amplificateur est inférieur au niveau absolu de tension −75 dB ($\sim 0{,}1 \times 10^{-3}$ V_{eff}).

2. Matériels d'installations

2.1. Conception des matériels

De même que pour les matériels d'amplification, on peut classer les matériels d'installations en deux catégories :

— ceux qui entrent dans les équipements de base pour la production et la distribution des programmes,

— ceux qui sont destinés aux fonctions annexes de la production : montage des enregistrement, copie, transfert de standards, écoutes de préparation, etc.

Les seconds ont été dérivés des premiers par simplification et adjonction d'organes spéciaux adaptés aux fonctions à assurer.

It is less than the following values :

Output level	+ 12 dB	+ 18 dB	+ 22 dB
from 40-80 cycles	0.3 %	—	0.75 %
from 80-7,500 cycles	0.15 %	—	0.4 %
from 7,500 to 15,000 cycles	0.3 %	0.75 %	—

Background Noise

The level of background noise measured at the output of the amplifier is less than the absolute voltage level of −75 dB ($\sim 0.1 \times 10^{-3}$, V).

2. Installation units

2.1. The basis of the units

Just as for the amplifying equipment, the installation units can be divided into two kinds :

— those required for the basic equipment used in the production and distribution of programmes,

— those which are required for auxiliary production functions such as assemblies for recording, copying, transfer, playback, and so on.

The second kind are developed from the first by simplification and by the addition of special devices for the functions to be served.

An attempt has been made to meet the needs by a limited number of assemblies, which are :

— sound control consoles,

— programme continuity consoles,

— supply cabinets,

— amplifier racks,

— loudspeaker units.

The main dispatching centre equipment is a special example both in its importance and its specialization.

The aim has been to provide installations which are easy to handle and to instal and which can be tested in manufacture. The containers are of metal using a supporting frame clothed by detachable panels. Particular care has been taken to facilitate the attachment or removal of these panels when the installation has been finished and is in use. This arrangement makes for ease of assembly and installation, provides free access to the cabling during assembly and adjustment, reduces working failures and facilitates rearrangement while in service.

The terminal strips for these units have been arranged for maximum accessibility and the distribution of circuits on them has been contrived so that the preparation of cabling can be completed before the units are put in place.

Arrangements have been made so that the units back on to walls or partitions so as to ease the putting of them into place. The ventilation of the devices has been a matter of careful study and the units have been arranged to take advantage of the general ventilation arrangements in the neighbourhood wherever that has been possible.

2.2. Sound control consoles

The sound equipment always includes recording and reproducing machines. They are arranged so as to be used by a standing operator or, if necessary, an operator sitting on a high chair. In this way the working level has been standardized at one metre.

On s'est efforcé de réaliser les équipements au moyen d'un nombre limité de types de meubles techniques qui sont :

— les consoles de prise de son,

— les consoles de programme,

— les armoires dites d'alimentation,

— les bâtis d'amplificateurs,

— les meubles d'écoute.

L'équipement du C.D.M. constitue un cas particulier à la fois par son importance et sa spécialisation.

Le but poursuivi a été de constituer des ensembles faciles à manipuler et à installer, vérifiables en usine. Les meubles sont métalliques, formés d'une ossature support, habillée de parements amovibles. Une attention toute particulière a été apportée au fait de pouvoir mettre en place ou démonter ces parements lorsque l'installation est terminée et exploitable. Cette disposition donne des facilités de stockage et de mise en place, de larges accès aux câblages pendant la fabrication et le raccordement, réduit les incidents de chantier et permet une réfection rapide des revêtements en cours d'exploitation.

Les réglettes de raccordement des meubles ont été groupées en des points aussi accessibles que possible et la répartition des circuits sur ces réglettes, étudiée de manière à permettre une préparation poussée des câblages fixes avant la mise en place des meubles.

Des dispositions ont été prises pour permettre d'adosser les meubles aux parois des locaux afin de faciliter leur implantation. La ventilation des matériels a été soigneusement étudiée et les meubles disposés pour permettre leur raccordement à la ventilation générale des locaux, chaque fois que cela était possible.

2.2. Consoles de prise de son

Les équipements de prise de son comportent toujours des machines de lecture et d'enregistrement associées. Ils sont, par suite, prévus pour être exploités par un opérateur debout, ou le cas échéant assis sur une chaise haute. La hauteur du plan de travail a ainsi été normalisée à un mètre.

La console de prise de son se compose de deux éléments :

— le meuble support (fig. 6)

— le pupitre (fig. 7)

Le meuble support ne reçoit aucun câblage et porte le pupitre, le classeur téléphonique, l'interphone, le support de partition, une petite platine de commande réservée au « metteur en ondes ».

La partie supérieure du meuble est horizontale, dans le plan de travail, et se raccorde de part et d'autre à la face supérieure des machines d'enregistrement ou de lecture. Un évidement est prévu au centre de ce plan pour recevoir le pupitre. A la partie inférieure, un large dégagement permet la position assise de l'opérateur.

Le pupitre, dont la section horizontale est d'environ 1,50×0,70 m, supporte tout le câblage et vient s'encastrer à la partie supérieure du meuble support. Il reçoit tous les caissons d'amplificateurs de mélange, de correcteurs et d'organes de commande ou de contrôle.

La face supérieure de ces caissons forme un plan légèrement incliné et saillant sur le plan de travail.

La partie supérieure du pupitre est entièrement alvéolée (fig. 8) au module des caissons d'amplificateurs de mélange et ne laisse apparaître que des mâchoires de raccordement.

Pour donner le maximum de souplesse aux installations et permettre une répartition fonctionnelle des organes sur le pupitre, adaptée à chaque formation de travail utilisée, les inter-

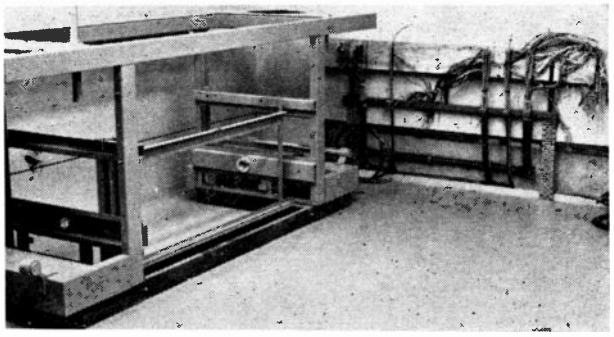


Fig. 6. — Meuble support de pupitre.

— Control desk unit.

The sound control console has two elements :

— the supporting structure (Fig. 6).

— the desk (Fig. 7).

The supporting structure has no cabling and carries the desk, the telephone selector, talkback, the script rack, and a small control panel reserved for the producer.

The upper part of the unit is horizontal at the working level and is aligned where appropriate with the upper surface of the recording and reproducing machines. A space is provided in

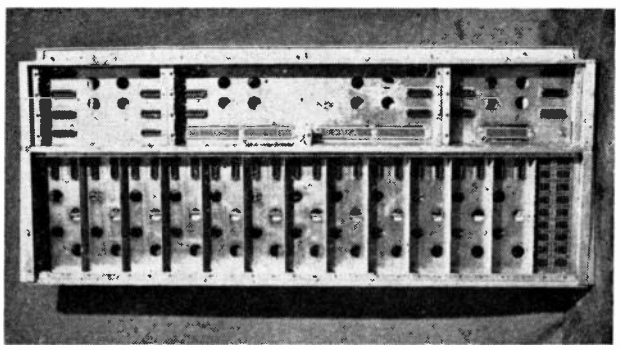


Fig. 7. — Pupitre de prise de son.

— Sound desk.

the centre to receive the desk. Below, a large cut-out provides a kneehole for the seated operator.

The desk, of which the horizontal section is about 1.50×0.70 m, carries all the cabling and fits in to the upper part of the unit. It carries all the mixer units, the equalisers, and the control and switching devices.

The upper face of these units forms a surface which is gently sloping and projecting in relation to the working surface.

The upper part of the desk is cellular (Fig. 8) with a module equal to the mixing amplifier units and shows only the alignment grid.

In order to provide maximum flexibility in the installations and to allow a functional distribution of the components on the control desk suitable for each kind of use, the component inter-connections are made by three special removable terminal blocks (Fig. 9) corresponding to the source inputs, the source mixing points and the group mixers. Additionally, two frame-

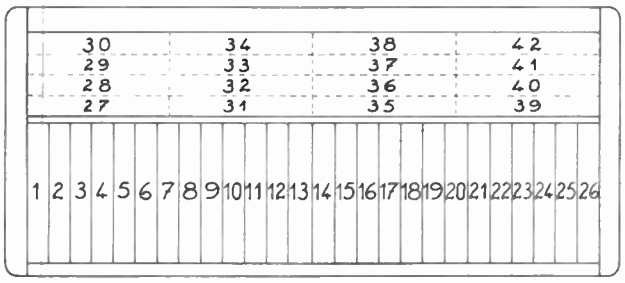


FIG. 8. — Alvéolage du pupitre.

— Desk structure.

connexions d'organes sont réalisées dans trois blocs spéciaux amovibles (fig. 9) correspondant aux entrées de sources, aux points de mélange des sources et aux points de mélange des groupes. De plus, deux alvéoles à droite du pupitre sont réservés à un petit répartiteur qui permet d'introduire des éléments mobiles extérieurs dans la chaîne d'amplification.

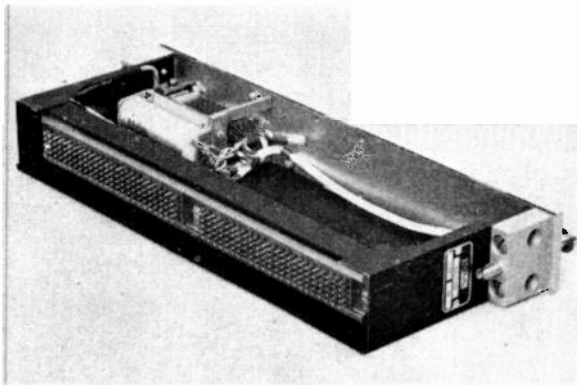


FIG. 9. — Bloc de brassage.

— Interconnection block.

Dans le même esprit, les commutations nécessaires aux fonctions courantes de la prise de son ont été automatisées et commandées par des claviers de boutons poussoirs montés sur blocs amovibles (fig. 10).

La partie inférieure du pupitre reçoit le câblage, les réglettes de raccordement aux câblages généraux et les prises de raccordement des machines de lecture et d'enregistrement, ces dernières étant amovibles (au maximum 6 machines par pupitre)

2.3. CONSOLES DE PROGRAMMES

Ce sont des meubles très spécialisés, prévus pour recevoir un assez grand nombre de commandes et de contrôles et qui sont toujours exploités par un opérateur assis. Ils sont de forme arquée pour rapprocher les commandes extrêmes de l'opérateur. En coupe verticale, l'aire de travail est brisée en trois plans à la partie centrale et en deux plans sur les côtés (fig. 11).

Au centre et en avant, on trouve sur un plan peu incliné les commandes d'enchaînement des voies d'entrée, puis, plus en arrière, sur un plan plus incliné, les télécommandes des grilles de sélection. Enfin sur un plan vertical, les indicateurs de niveau.

works to the right of the desk contain a small distributor, which makes it possible to introduce external transportable devices into the amplification chain.

Similarly, the switching necessary for the sound control functions has been automated and is controlled by press button keyboards mounted on removable blocks (Fig. 10).

The lower part of the desk takes the wiring, the strips for the recording and reproducing machines, these latter being adjustable (to a maximum of 6 machines for each desk).

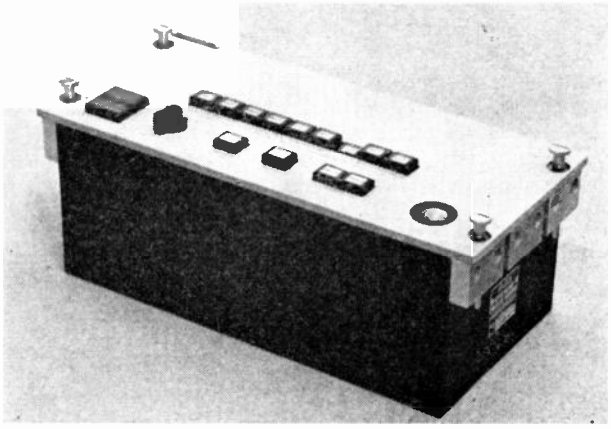


FIG. 10. — Bloc de commande.

— Control assembly.

2.3. PROGRAMME CONSOLES

These are very specialized units, arranged to take a large number of switches and controls and always used by a seated operator. They are in a curved form in order to bring the controls at the end within reach of the operator. In vertical section the working area is broken into three levels at the centre and into two levels at the sides (Fig. 11).

At the centre, in the front, and on a slightly inclined surface, are the controls for the inputs. Then further back on a surface which is more inclined, the remote controls for the selectors. Finally, and on a vertical surface, are the level indicators.

To the right a slightly sloping surface is free to receive working papers and above that surface a mirror reflects to the operator

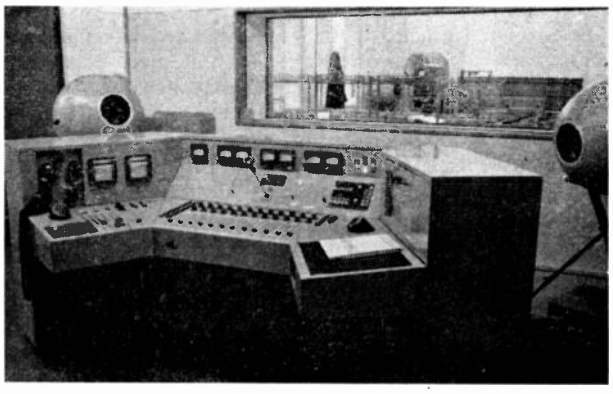


FIG. 11. — Console de programme.

— Programme console.

A droite un plan peu incliné est libre pour recevoir les documents d'exploitation et au-dessus de ce plan, une glace renvoie à l'opérateur l'image du trapèze de contrôle de la modulation de l'émetteur local, formée sur l'oscilloscope d'un récepteur spécial inclus dans le meuble.

A gauche, un schéma synoptique avec commandes et signalisations des commutations de programmes se trouve dans le plan peu incliné, et le panneau vertical contient l'équipement téléphonique.

La hauteur du meuble est telle que l'axe de visée horizontale de l'opérateur assis passe à quelques centimètres au-dessus.

2.4. Armoires d'alimentations (fig. 12).

Les blocs d'alimentation des amplificateurs de mélange, ainsi que les amplificateurs de distribution, de sortie et de fonctions annexes des équipements de prise de son et de cabines de programmes sont contenus dans des armoires basses dont la partie supérieure forme comptoir à un mètre du sol.

Ces armoires portent à leur partie supérieure, sous une tablette articulée, les réglettes de raccordement aux câblages généraux.

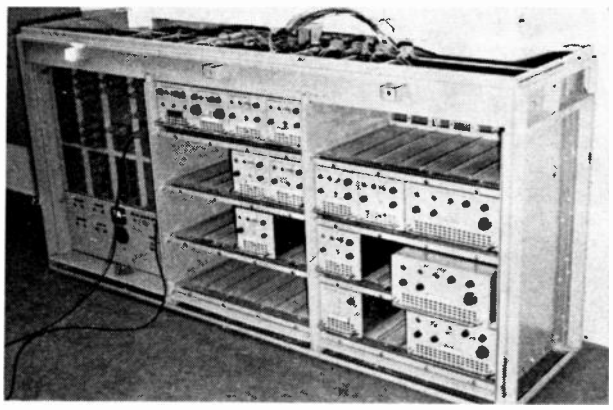


Fig. 12. — Armoire d'alimentations.

— Supply cabinet.

Elles sont toujours adossées à une cloison. Une gaine d'aspiration reliée à la ventilation générale, est amenée dans l'épaisseur de la cloison à l'arrière de ces armoires pour en assurer la ventilation.

Les mâchoires de raccordement des alvéoles qui reçoivent les caissons d'amplificateurs ou d'alimentations, sont raccordées par câbles souples et montées sur des supports amovibles qui permettent de les extraire et de les amener à l'avant en cas d'intervention.

Dans chaque armoire, un panneau est réservé aux commutations d'éléments par dicordages et aux protections d'alimentations. Sur ce panneau est également monté un compteur horaire pour faciliter les opérations de maintenance des installations.

2.5. Batis d'amplificateurs

Les bâtis d'amplificateurs (fig. 13) sont employés au C.D.M. et dans les équipements d'importance exceptionnelle.

Ils sont prévus, comme les armoires pour être placés contre une cloison ou disposés dos à dos. Ils comportent une ventilation autonome avec refoulement de l'air chaud par le toit. Chaque bâti comporte six étages de caissons d'amplificateurs, un panneau central supportant les blocs de mutation des amplificateurs et une platine de protection secteur à la partie inférieure. La partie supérieure des bâtis juxtaposés forme un chemin de câbles et les réglettes de raccordement se trouvent au

the image of modulation pattern of the local transmitter from the oscilloscope which forms part of a special receiver included in the unit.

To the left a block diagram with controls and programme switching signal lights is provided on the slightly sloping surface and a vertical panel contains the telephone equipment.

The height of the assembly is such that the line-of-sight of the seated operator passes a few centimetres above it.

2.4. Supply cabinets (Fig. 12)

The supply units for the mixer amplifiers as well as for the distribution amplifiers, the outputs and auxiliary functions in the sound control equipment and the programme continuity cubicles are contained in deep cubicles of which the upper part forms a desk one metre high.

These cabinets carry in their upper part, under a hinged shelf, the terminal blocks for the general cabling. They are in every case backed on to a partition. A ventilation outlet connected with the general ventilation system is fixed within the thickness of the partition at the back of these cabinets to provide ventilation.

The sockets in the framework which receive the amplifier and supply units are connected by flexible cables mounted on adjustable supports which make it possible to pull them out and bring them forward when necessary.

In each cabinet one panel is reserved for the interconnection of the units and for power supply protective devices. An elapsed-time indicator is also mounted on this panel to assist maintenance operations.

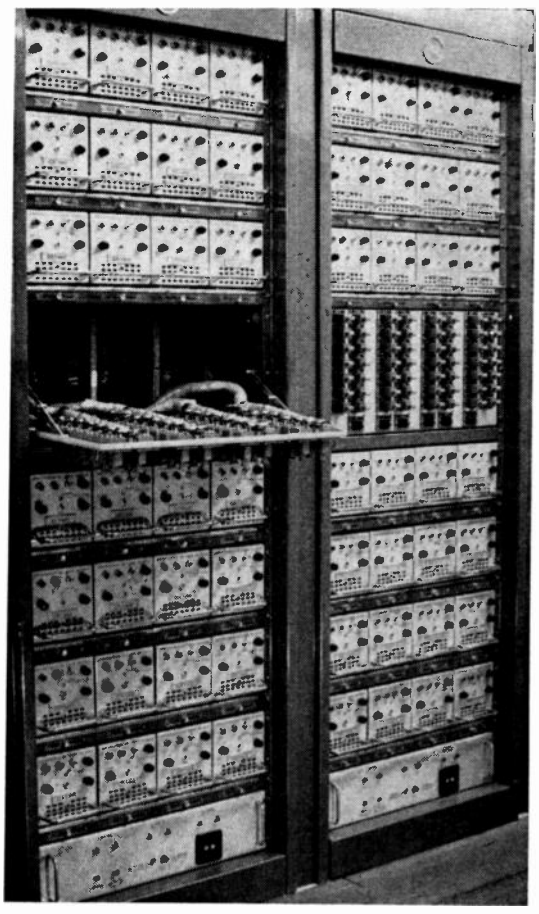


Fig. 13. — Bâti d'amplificateurs.

— Amplifier bank.

centre des bâtis, derrière les panneaux de blocs de mutation qui sont basculants.

Il existe deux types de bâtis pouvant recevoir 4 ou 6 caissons normalisés par étage. Enfin ces bâtis peuvent être aménagés pour recevoir des matériels en rack international (positions de mesures) ou des têtes de câbles (répartiteurs intermédiaires).

2.6. Meubles d'écoute

Les écoutes de contrôle utilisées pour la prise de son et la surveillance de l'exploitation ont été classées en trois catégories suivant les fonctions à assurer :

— qualité I pour les productions artistiques (fig. 14),

— qualité II pour les productions parlées (fig. 15),

— qualité III pour les préparations et recherches en discothèque ou filmathèque.

Les écoutes des qualités I et II dont les performances sont étroitement liées aux moteurs de haut-parleurs employés, ont

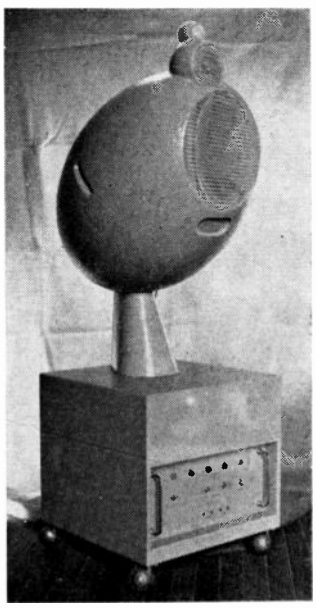


Fig. 14. — Ecoute qualité I.

— Sound reproducer quality I.

été traitées en « meubles d'écoute » comprenant le ou les moteurs de haut-parleurs, la ou les enceintes acoustiques associées, l'amplificateur adapté au système de moteurs et le support mécanique de l'ensemble.

En qualité III, les performances sont moins poussées, on n'utilise qu'un moteur de haut-parleur dans une enceinte de volume réduit et l'amplificateur est incorporé à une machine ou à un équipement.

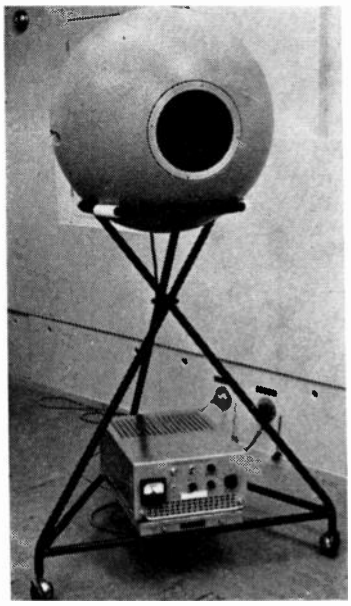


Fig. 15. — Ecoute qualité II.

— Sound reproducer quality II.

2.5. Amplifier racks

Amplifier racks (Fig. 13) are employed in the Modulation Center and in installations of particular importance.

They are intended, like the cabinets, to be placed against a bulkhead or arranged back to back. They have a self-contained ventilation system with discharge of the hot air from the top. Each rack consists of six rows of amplifier units, a central panel supporting the amplifier interconnection arrangements and a local protection panel in the lower half. The upper half of the racks put together form a cabling channel and the terminal blocks are in the centre of the structure behind the interconnection panels which are hinged.

There are two types of rack which can take either 4 or 6 standard units at each level. These racks can be modified to accept equipment of international rack dimensions (measuring equipment) or cable terminations (intermediate distributors).

2.6. Sound reproducers

The sound reproducers used for sound control and monitoring have been grouped into three categories according to the requirements which have to be met :

— Quality I for artistic productions (Fig. 14).

— Quality II for the spoken word (Fig. 15).

— Quality III for rehearsals and playback of disk or film tracks.

Units of qualities I and II, whose performance is closely related to the quality of the loudspeaker employed, are assemblies composed of the loudspeaker or loudspeakers, the associated acoustic enclosure or enclosures, the amplifier appropriate for the system of loudspeakers, and the mechanical supports.

In quality III, the performance is less advanced using only aloud speaker in a small enclosure and the amplifier is included in other apparatus.

R. BUFFART
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Engineer, Telecommunications

Les machines de studio

1. Introduction

Plus de 500 machines dans les installations techniques principales, sans compter les machines nécessaires pour les travaux annexes (écoutes de bureau, sélections, contrôles...), telle est l'importance de l'équipement, entièrement fourni par l'industrie française, dont a été doté notre Maison de l'ORTF. L'essentiel de cet équipement se compose des deux familles classiques : machines de lecture de disques et magnétophones fixes, auxquelles il faut joindre les lecteurs automatiques de boucles magnétiques, dont la présence, encore discrète, préfigure une technique essentielle de demain.

Même limitée à ces trois catégories de matériels, la description complète des structures et des performances des machines fournirait la matière de plusieurs exposés. On ne trouvera ici que les particulatités essentielles qui méritent d'être signalées à un visiteur averti.

Il ne faut pas s'attendre à trouver des dispositions de caractère expérimental ou même révolutionnaire; les machines destinées à la Maison de l'ORTF sont les descendantes directes de machines installées précédemment dans d'autres centres, et dont les modèles successifs ont subi les essais sévères du laboratoire, complétés par les essais en exploitation, de sorte que les spécifications définitives de ces machines ne laissaient place qu'à peu d'aléas. On s'explique ainsi que l'électronique de ces matériels ne soit qu'en très faible partie transistorisée, ce dont on peut se féliciter en constatant que les solutions qui auraient été appliquées dans cette technique à l'époque de la conception des machines, sont aujourd'hui complètement dépassées.

Au contraire, les innovations réalisées sur ces nouvelles séries, dont certaines très importantes, comme le changement des normes d'enregistrement, sont le résultat d'études de laboratoire extrêmement poussées.

2. Disposition générale des cabines son

Il ne serait pas sans intérêt de faire l'historique complet de l'emploi des machines dans les studios de radiodiffusion, pour comprendre la signification des dispositions actuellement adoptées dans les cabines « son ». Limitons-nous à l'essentiel. Au départ du processus d'invention et d'adaptation qui a conduit aux techniques actuelles de l'art radiophonique, le tourne-disques a fait naître l'art des fonds sonores, qui consiste à enrichir la lecture d'un texte ou le jeu des acteurs par le mélange, en arrière-plan, d'une exécution musicale dont le disque fournit commodément la matière. Puis la technique des bruitages enregistrés vint ajouter au rôle essentiel que jouaient les machi-

The studio machines

1. Introduction

More than 500 machines in the principal technical installations, without counting the machines necessary for auxiliary tasks such as listening in the offices, editing and monitoring : that is the volume of the equipment entirely furnished by French industry for our Broadcasting House. Basically this equipment divided into two conventional classes : fixed disk and tape machines to which may be added automatic replay tape machines whose existence, at present limited, foreshadows a technique of tomorrow.

Even if limited to these three categories of apparatus, a complete description of the structure and performance of these machines would furnish material for several articles. All that can be dealt with here are the special features which deserve to be drawn to the attention of those interested.

In an installation of this size, one cannot expect to find arrangements of an experimental character, let alone a revolutionary character. For each manufacturer of disk equipment or of tape machines, those in Broadcasting House are the direct descendants of machines previously installed in other centres whose successive models have each several times been submitted to the severe trials of the laboratory and the tests of use, so that the enduring specifications of these machines leave no room for uncertainty. It is for this reason that the electronics in these equipments are only, to a limited extent, transistorised. It is a matter for congratulation that the solutions which might have been applied in this technique at the time when the machines were being developed have now entirely disappeared.

On the other hand, the innovations which have been made on these new versions, of which some are very important, like the change of recording standards, are the result of rigorous laboratory research.

2. General arrangement of sound cubicles

It may not be without interest to set out the full history of the use of machines in broadcasting studios in order to understand the relevance of the arrangement at present used in sound cubicles. Let us limit ourselves to the central story. At the beginning of the process of invention and adaptation which has led to the present-day techniques of broadcasting, disk machines brought into being the art of background sound which consists of enriching the reading of a text or the performance of actors by the mixing in the background of a musical performance, for which the disk was a convenient source. Then the technique of recorded sound effects came along to add to

nes tourne-disques dans la production sonore. Le preneur de son demande alors que soient groupées à sa portée un assez grand nombre de machines de lecture. C'est la disposition « en fer à cheval ».

En 1947, le premier magnétophone fut essayé en exploitation, et quelques années plus tard on ne gravait pratiquement plus aucun disque souple pour la production radiophonique. Allait-on voir disparaître les machines de lecture de disques? Ce ne fut pas le cas, car les collections de disques, enrichies et rénovées par l'intense production du disque microsillon, ne sont pas près d'être remplacées par des collections équivalentes de bandes magnétiques. Il faut ajouter également que l'usage de la bande magnétique en bobines avec les manipulations compliquées qui en résultent, ne permet guère de remplacer le disque pour la réalisation des bruitages et fonds sonores. Cependant la nécessité d'apporter au mélange sonore des éléments enregistrés sur bandes magnétiques s'imposa en raison même du perfectionnement des techniques de production, lié à l'introduction du magnétophone : enregistrement par séquences, précnregistrement d'éléments complexes, mixages avec fondus et surimpressions, etc.

Cette évolution des techniques n'est pas terminée et nous voyons aujourd'hui se préparer un nouveau bond avec la généralisation de l'emploi de machines multipistes adoptées dans les studios de production de l'industrie du disque.

L'équipement-type, défini pour les studios de production de la Maison de l'ORTF, est à la fois raisonnable et souple. Il prévoit le raccordement de six machines, dont deux peuvent être utilisées en enregistrement. Chaque machine est placée sur un meuble individuel, ce qui autorise des dispositions variées, et rend les machines très facilement interchangeables pour les opérations de gros entretien. On peut d'ailleurs remplacer sans difficulté une machine de lecture de disques par un magnétophone, les organes de raccordement pour l'alimentation, la modulation et les télécommandes étant identiques, ou tout au moins compatibles. Dans la majorité des studios moyens (magazines, variétés, théâtres) l'équipement est composé de trois magnétophones et trois tourne-disques (fig. 1).

Dans les studios où l'on est appelé à utiliser souvent de courts éléments enregistrés sur bandes magnétiques (par exemple des indicatifs musicaux), on serait conduit, pour donner à l'opérateur de prise de son les facilités nécessaires, à augmenter le nombre des magnétophones. Il en résulterait une perte de place et une immobilisation de matériels peu en rapport avec le service rendu. Pour éviter cela, on a doté ces studios d'une machine spéciale appelée « lecteur d'indicatifs », autorisant la sélection automatique de cinq boucles de bande préparées à l'avance. Cette machine entièrement télécommandée et ne demandant aucune manipulation au cours du travail de production, a trouvé sa place dans l'armoire des équipements basse-fréquence.

3. Les machines de lecture de disques

Les modèles construits par chacun des deux fournisseurs (Ets LIE-BELIN et Ets BOURDEREAU) répondent à la même spécification (SN 438 A). Ils ne diffèrent que sur des points dont la description sort du cadre de cet exposé.

Chacun sait distinguer dans un tourne-disques les trois parties essentielles : le mécanisme, avec ses commandes, le système capteur : lecteur et bras de lecture, et l'amplificateur.

Aujourd'hui, tous les tourne-disques sont astreints à lire des disques de types variés, mais les servitudes imposées à une machine de studio sont réellement sévères.

Si les disques à sillon large ordinaire ne sont plus édités, ils existent néanmoins en grand nombre dans les collections. Les disques à microsillon ordinaire se rencontrent à 4 vitesses normales : 78, 45, 33 et 16 tr/mn. Les disques à microsillon stéréo-

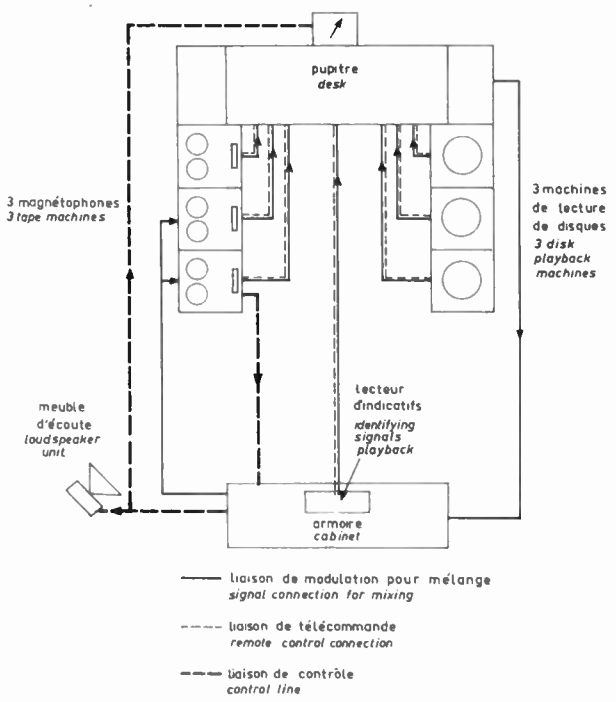


FIG. 1. — Schéma de principe simplifié de la disposition des machines.

— Simplified diagram showing arrangement of machines.

the essential role played by disk machines in sound production. The sound producer then demanded that there should be grouped under his control a large number of playback machines. This became the horseshoe console arrangement.

In 1947, the first tape machine was tried in operation and a few years later hardly any disks were being cut for broadcasting production. Were we going to see disk reproducing machines disappear ? This was not the case because the disk libraries, enriched and reinforced by the intense production of microgroove records are not nowhere near being replaced by equivalent collections of magnetic tapes. It may also be said that the use of magnetic tape on reels, with the complicated manipulations which result from that, could scarcely replace the disk for the production of sound effects and background. However, the necessity of bringing into the sound mixture elements which have been recorded on magnetic tapes does arise just because of the perfecting of production techniques associated with the introduction of the tape machine : such as recording in sequences, the pre-recording of complicated elements, mixing and merging and over-recording.

This evolution of techniques has not finished and we see today a new phase beginning with the widespread use of multitrack machines in production studios working for the disk industry.

The basic equipment developed for the production studios of Broadcasting House is at the same time straightforward and flexible. It provides for the availability of six machines of which two can also be used for recording. Each machine is an individual unit which makes varied arrangements possible and makes the machines very easily interchangeable for major maintenance operations. In addition, one can, without difficulty, replace a disk replay machine by a tape machine, the connecting arrangements for power supply, signalling and remote being identical or at least compatible. In the majority of middle-sized studios (magazine, variety and drama) the equipment is composed of three tape machines and three disk machines (fig. 1).

In studios where there is a requirement for the frequent use of short tape-recorded elements (for example, musical signatures) one might be led, in order to provide the sound operator with

phoniques peuvent, dans certains cas, être utilisés sur des machines non stéréophoniques, mais seulement avec des pointes de lecture spéciales. Enfin, les corrections à appliquer à l'amplificateur dépendent des types de disques et quelquefois de l'époque de la gravure (*).

3.1. Mécanismes

Que les mécanismes soient robustes, la taille et le poids des organes le suggèrent (fig. 2) et les essais le confirment. Cependant il ne faudrait pas croire que la difficulté principale réside dans le simple entraînement du plateau ; une servitude supplémentaire est due au dispositif de télécommande. Le problème est d'obtenir que l'opérateur de prise de son puisse, de son pupitre, donner l'ordre de départ à la machine, pour la lecture d'un fond sonore ou d'un bruit. La solution adoptée est classique :

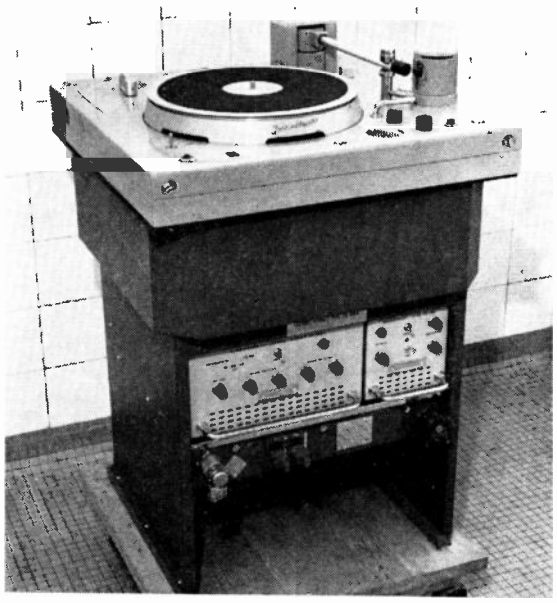
— le plateau proprement dit, dont la masse trop importante s'oppose à un démarrage rapide, est mis en rotation préalable,

— un contre-plateau supportant lui-même le disque, repose sur le plateau par un dispositif à friction (des anneaux d'un feutre spécial). Le contre-plateau peut être immobilisé par un patin d'arrêt actionné par un électro-aimant. La libération du contre-plateau procure un démarrage rapide. Le temps de démarrage, variable suivant les disques et les vitesses, ne dépasse pas 300 millisecondes, et il est masqué par un relais retardé, n'autorisant le départ de la modulation vers la console qu'après ce délai.

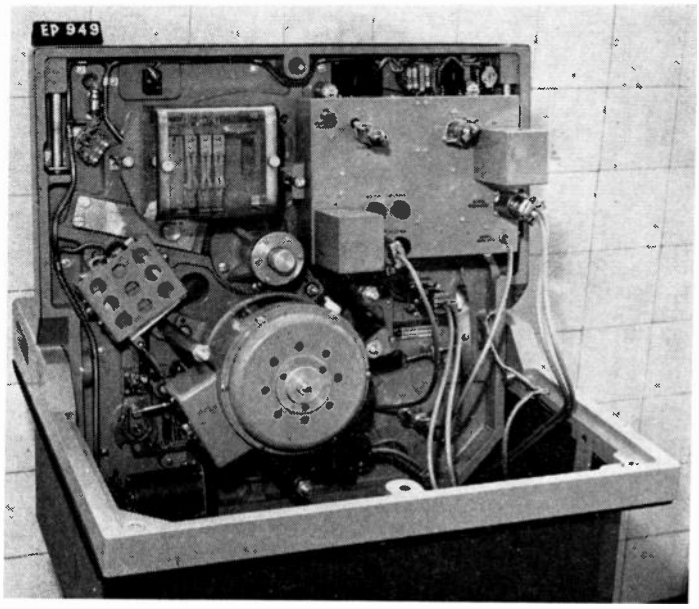
Le système du contre-plateau, s'il est efficace pour le fonctionnement de la télécommande, crée une lourde surcharge pour le mécanisme d'entraînement, qui doit être capable d'un fonctionnement continu en régime d'attente, contre-plateau bloqué. On doit même éviter que l'entraînement du plateau ne fonctionne dans ces conditions tout à fait inutilement et en quasi-permanence. C'est pourquoi, le démarrage du plateau des machines est commandé en principe par l'écartement du bras de lecture hors de son logement de repos.

(*) Publication 98 de la C.E.I. Disques moulés et appareils de lecture.

the necessary facilities, to increase the number of tape machines. The result of this would be a lack of space and a commandeering of equipment to an extent badly related to the service provided. To avoid that, such studios have been provided with a special type machine allowing for the automatic selection of five tape loops prepared in advance. This machine, which is entirely remote controlled and requires no attention during production work, has taken its place in the cabinet containing audio frequency equipment.



a)



b)

Fig. 2. — Machine de lecture de disques.

a) La machine, sortie de son meuble support, reposant sur son bâti.

b) Vue des mécanismes et du préamplificateur correcteur, après pivotement de la platine.

Fig. 2. — Disk playback machine.

a) The machine, withdrawn from its container, resting on its support.

b) View of the mechanism and the equalising pre-amplifier after the pivoting of the panel.

3. Disk machines

The machines manufactured by each supplier (Ets. Lie-Belin and Ets. Bourdereau) meet the same specification (SN 438 A). They differ only in points which have no importance for the matter of this account.

There are three essential parts of a disk machine :

the mechanism with its controls

the reproducing device : pick-up and pick-up arm

the amplifier

Today all disk machines are arranged to play disks of various types but the operational requirements in a studio machine are very demanding.

Although disks with the ordinary sized grooves are no longer produced, they do still exist in large numbers in libraries, and some 33 r.p.m. disks have a diameter of 41 cm. Ordinary microgroove disks are to be found in 4 normal speeds, 78, 45, 33 and 16 r.p.m. Stereophonic microgroove disks can, in some instances, be used on non-stereophonic machines but only with special styli. Then the corrections which have to be applied to the amplifier depend on the type of disk and sometimes on the date when it was cut (1).

(1) Publication 98 of the International Electrotechnical Commission. Processed disk records and reproducing equipment.

Les matériels ont subi, sans détérioration notable des galets d'entraînement, des essais de fonctionnement continu de 500 heures, contre-plateau bloqué avec surcharge de 500 grammes, ainsi que 20 000 démarrages du plateau dans les conditions du régime automatique, contre-plateau bloqué.

Signalons encore que les machines sont, en fait, réalisées à 3 vitesses, en deux types différents : 33, 45, 78 tr/mn, et 16, 33 45 tr/mn. Compte tenu du peu de temps qui pouvait être consacré à la conception et aux essais de mécanismes à 4 vitesses, on a jugé prudent de conserver le type de mécanisme à 3 vitesses, malgré l'apparition du 16 tr/mn. Les changements de vitesse se font mécaniquement, la manette de commande provoquant le déplacement du galet intermédiaire le long d'un fourreau à 3 étages monté sur l'arbre du moteur synchrone. Une sécurité interdit le changement de vitesse lorsque le galet intermédiaire est au travail.

3.2. Lecteurs et bras de lecture

Le système des Ets P. Clément a été conservé pour avoir fait pendant de longues années, la preuve de sa robustesse, de sa maniabilité et de sa constance dans la qualité. On n'a pas recherché, sur les machines, de dispositif compliqué, tel que le repérage de la position du lecteur ou la mise en place automatique de la pointe du capteur dans le sillon choisi, mais au contraire un système robuste et d'exploitation rapide. La qualité essentielle qui a été exigée de cet ensemble est d'avoir des résonances mécaniques (pour les excitations horizontales ou verticales) situées en dessous de 20 Hz.

Le capteur reste évidemment la partie la plus délicate du tourne-disques. Il en existe deux versions interchangeables : pour sillon ordinaire et pour microsillon, plus un adaptateur permettant le montage de capteurs stéréophoniques.

Le capteur, du type magnétique, donne normalement un taux de distorsion inférieur à 1 % pour le niveau maximal de référence. L'évolution de la qualité de chaque lecteur est surveillée par des mesures périodiques de distorsion, faites à partir de disques étalons édités par le Laboratoire.

Les palettes porte-outils sont très facilement interchangeables. Les pointes de saphir ou de diamant peuvent être facilement contrôlées à l'aide d'un microscope spécial. Dans certains studios où les machines sont utilisées de façon intensive, on pratique l'échange systématique des palettes tous les jours.

3.3. L'amplificateur correcteur

Son rôle est essentiellement d'appliquer au signal fourni par le capteur la courbe de correction correspondant à la norme d'enregistrement utilisée sur le disque. Comme il est dit plus haut, cette norme n'est malheureusement pas unique. Cependant, on a la chance qu'aujourd'hui un accord se soit assez solidement établi sur la caractéristique dite R.I.A.A., maintenant normalisée par la Commission Electrotechnique Internationale (publication 98). Cette caractéristique donne à l'amplificateur la courbe de réponse de la figure 3, définie par les trois constantes de temps : 3180 - 318 et 75 microsecondes.

Les amplificateurs sont donc réglés en principe sur cette courbe et, par une commutation simple, la dernière constante de temps commandant la réponse aux fréquences élevées peut être modifiée en 25, 50 ou 100 microsecondes. On dispose ainsi d'approximations suffisantes pour la lecture de tous les types de disques. Le commutateur correspondant est à la disposition immédiate de l'opérateur, sur la platine mécanique.

L'amplificateur correcteur délivre à la lecture d'un disque étalon de niveau (vélocité 7 cm/s à 400 Hz), le niveau —22 dB utilisable à l'entrée d'un amplificateur de ligne, ou le niveau —40 dB utilisé à l'entrée des amplificateurs de mélange. Aucun potentiomètre de gain n'est prévu sur la machine. L'amplificateur est fixé directement sous la platine ouvrante.

3.1. Mechanisms

The mechanisms must be strong : the weight and the size of the devices suggest this (fig. 2) and tests confirm it. However, it must not be thought that the principal difficulty resides in the simple carrying of the disk. An additional requirement arises in connection with the remote control device. The problem is to arrange that the sound control operator can, from his desk, give the starting impulse to the machine for replay of background sound or an effect. The solution adopted is conventional :

— the turntable itself, with a very large mass which prohibits a rapid start, is set in rotation in advance ;

— a secondary plate which itself supports the disk is coupled to the turntable by a friction device (rings of special felt). The secondary plate is held by a brake operated electromagnetically. The freeing of the secondary plate provides a quick start. The starting time, which varies according to the disks and speeds, is not greater than 300 milliseconds and it is masked by a delayed relay which does not release the signal to the console until that delay has elapsed.

The secondary plate system, although efficient for the operation of remote control, creates a heavy additional load on the driving mechanism which must be capable of continuous operation in the waiting condition with the secondary plate locked. It is better to arrange that the turntable does not run permanently and uselessly in this condition. That is why the machines commonly operate according to an automatic sequence, the starting up of the turntable occurring when the pick-up arm is moved from its resting position.

Without apparent deterioration, the equipment has undergone 500 hours of continuous trials, the secondary plate being loaded with 500 grams and there being 20,000 starts of the turntable in the automatic control position with the secondary plate braked.

The machines are made in two types, each of three speeds, being, 33, 45 and 78 r.p.m. and 16, 33 and 45 r.p.m. Taking into account the limited amount of time which could be given to the design and testing of four speed mechanisms it was thought prudent to retain the three speed type of mechanism despite the appearance of a speed of 16 r.p.m. Changes of speed are made mechanically, the control mechanism causing the displacement of an intermediate friction drive to three positions on the shaft of the synchronous motor. An interlock device prevents the changing of speed while the intermediate drive is operating.

3.2. Pick-ups and pick-up arms.

The P. Clément system has been retained because over many years it has demonstrated its robustness, convenience and reliability. Complicated types of machines have not been investigated, such as those locating the pick-up position or placing the pick-up stylus automatically in a chosen groove. It has been a matter, on the other hand, of wanting a robust and rapid system.

The essential quality which has been demanded from this unit is that it should have its mechanical resonance (for horizontal or vertical excitation) below 20 cycles.

The pick-up is of course the most delicate part of the disk machine.

There are two interchangeable versions for the ordinary groove and for microgroove plus an adaptor for stereophonic pick-ups.

The pick-up, of the magnetic type, normally gives a distortion level less than 1 % for the maximum reference level. The quality change in each pick-up is checked by periodic distortion measurements made using standard disks produced by the laboratory.

The stylus carrier is very rapidly interchangeable. The sapphire

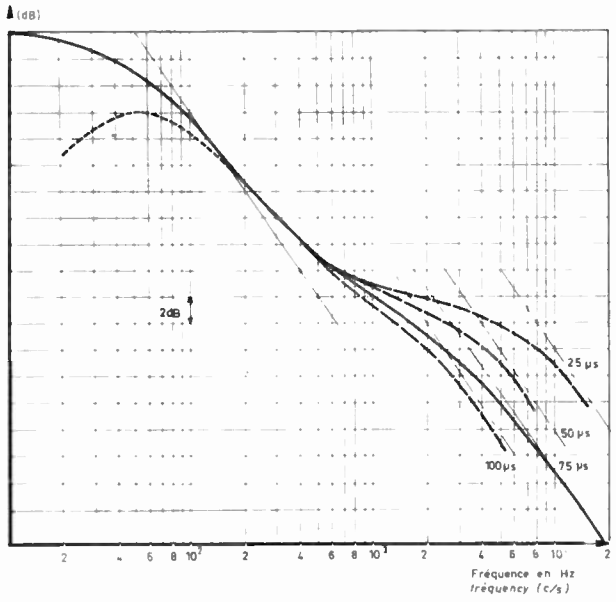


FIG. 3. — Amplificateur correcteur.
Courbes de réponse

——— Norme C.E.I.
(constantes de temps 3 180-318 et 75 ms).
- - - - - Courbes auxiliaires
(constantes de temps aux fréquences élevées : 25, 50 et 100 ms).
..... Affaiblissement supplémentaire aux fréquences basses (protection contre les vibrations).

— Equalising amplifier.
Response curves

——— C.E.I. standard.
(time constant 3,180-318 and 75 ms).
- - - - - Auxiliary curves
(time constants at high frequencies : 25, 50 and 100 ms).
..... Supplementary attenuation at low frequencies.
(protection against vibration).

Les caissons que l'on distingue dans le bâti-support (fig. 2) contiennent :

— à gauche (grand caisson type F), les systèmes engendrant la phase auxiliaire d'alimentation du moteur, ainsi que les redresseurs pour l'alimentation des relais et électro-aimants,

— à droite (petit caisson type E) un amplificateur de repérage (puissance limitée à 2 W) associé au petit haut-parleur qui, sur la platine, permet le repérage local des disques sans intervention de la chaîne d'écoute principale du studio.

4. Les magnétophones

Bien qu'ils répondent eux aussi à une spécification unique (SN 463 C), les trois modèles, correspondant aux trois fournisseurs retenus, ALCATEL, LIE-BELIN, Sté TOLANA, ont des différences plus marquées que les tourne-disques. Cependant, nous nous abstiendrons ici encore d'explorer les raisons et les conséquences de ces différences. Ces machines fonctionnent indifféremment à 19 cm/s ou 38 cm/s (*). Le problème essentiel que s'est posé le Laboratoire au cours des études de ces matériels a été d'obtenir une excellente qualité d'enregistrement à la vitesse 19 cm/s suffisante en tout cas pour autoriser l'exsloitation courante des machines à cette vitesse. Il tombe sous le sens que la qualité sera encore meilleure à la vitesse

(*) Ces désignations simples correspondent aux vitesses normalisées sur le plan international : 19,05 cm/s ou 38,1 cm/s.

or diamond styli can be easily checked by the aid of a special microscope. In some studios where the machines are intensively used, a daily change of stylus is the rule.

3.3. THE EQUALISING AMPLIFIER

Its role essentially is to apply to the signal provided by the pick-up a correction curve matched to the recording standard used on the disk. As mentioned earlier, this standard, unfortunately, is not a single one. However, there is a good chance now that agreement will be formally established on the characteristic called R.I.A.A. now standardised by the International Electrotechnical Commission I.E.C. (publication 98). This characteristic gives the amplifier the response curve of figure 3 defined by three time constants : 3180, 318 and 75 microseconds.

The amplifiers are therefore adjusted to that curve and by simple switching the last time constant, controlling the high frequency response, can be changed to 25, 50 or 100 microseconds. In that way there is provision suitable for the playback of all types of disks. The corresponding switch is directly available to the operator on the mechanical control panel.

The equalising amplifier delivers from the play back of a standard-level disk (velocity 7 cm/s at 400 cycles) a level of —22 dB suitable for input of a line amplifier or a level of —40 dB suitable for the input of mixer amplifiers. No gain control is provided on the machine. The amplifier is fixed directly underneath the opening panel.

The cabinets which can be seen in the supporting framework contain :

— on the left (large cabinet type F) the equipment producing the auxiliary phase for the motor supply as well as the rectifiers for the supply to relays and electromagnets.

— to the right (small cabinet type E) a checking amplifier (power limit of 2 W) associated with a tiny loudspeaker which, being mounted on the panel, allows the local checking of disks without the use of the main listening chain in the studio.

4. Tape machines

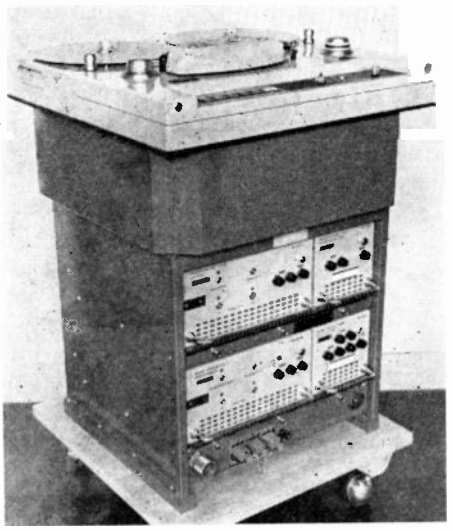
Although these also meet a single specification (SN 463 C), the three models corresponding to the three suppliers, Ets LIE-BELIN, ALCATEL, Sté TOLANA, have more marked differences than in the disk machines. However, we will not deal here with the reasons for these differences and their consequences. The machines operate as necessary at 7 1/2 in/s or 15 in/s.

The principal problem which arose for the Laboratory in the course of the development of this equipment was that of obtaining, at the speed of 7 1/2 in/s, high recording quality sufficient in all cases to permit the regular use of machines at this speed. Of course, it is the case that the quality is better at a speed of 15 in/s but the prospect of substantial economies in the making of programmes made it necessary to take into consideration the desirability of recording at the lower speed. Before the opening of Broadcasting House, the annual consumption of tape has reached or even passed a total of 100,000 reels of 750 metres. The economy obtained by systematically recording at 7 1/2 in/s for current productions could be estimated at 30,000 reels.

The target to be achieved was to make that economy psychologically possible by offering for the judgment of the users a recording system of really high quality. The perfection of the listening chains installed in the sound cubicles which would allow everyone to judge recordings on loudspeakers of exceptional quality did not aid our task.

38 cm/s, mais la perspective d'économie substantielles dans la fabrication des programmes oblige à prendre en considération l'enregistrement à faible vitesse. Avant la mise en service de la Maison de l'ORTF, la consommation annuelle de rubans avait atteint, dépassé même, un total de 100 000 bobines de 750 m. On peut estimer à 30 000 bobines l'économie réalisée en enregistrant systématiquement à 19 cm/s les productions courantes.

Le but à atteindre était de rendre cette économie psychologiquement possible, en présentant au jugement des usagers un système d'enregistrement réellement correct. Le perfectionnement des chaînes d'écoute installées dans les cabines « son » en permettant à chacun d'apprécier les enregistrements avec des haut-parleurs de qualité exceptionnelle, n'a pas été pour faciliter notre tâche.



a

FIG. 4. — Magnétophone 19-38 cm/s.

a) La machine, sortie de son meuble et reposant sur son bâti.

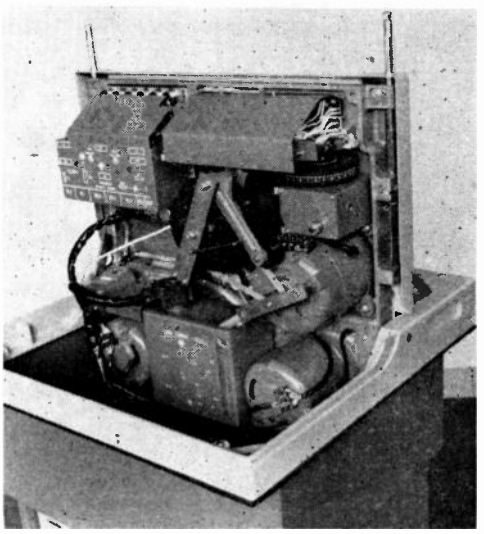
b) Vue des mécanismes après pivotement de la platine.

4.1. MÉCANISMES

Les magnétophones sont, comme les machines de lecture de disques, extrêmement robustes (fig. 4). Il faudrait dire beaucoup de choses sur les mécanismes des machines qui ont fait l'objet d'études très poussées et de contrôles extrêmement sévères. Les machines fonctionnent avec une tension de bande régulée, c'est-à-dire que la tension du brin appliqué sur les têtes reste constante

4.1. MECHANISMS

The tape machines, like the disk machines, are extremely robust (fig. 4). Many things could be said about the mechanism of these machines, which have been the object of intensive study and extremely severe tests. The machines operate with controlled tension ; that is to say, the tension applied remains constant and in the neighbourhood of 80 grammes (one ought to say 0,8 Newton) from one end of the reel to the other. The correct running of the tape parallel to a reference surface is obtained without the intervention of any fixed guide, which requires high precision in the manufacture of the machine and allows very exact adjustment regulation of the gaps (azimuth regulation).



b

FIG. 4. — Tape machine 7½-15 in/s.

a) The machine, withdrawn from its container, resting on its support.

b) View of the mechanism after the pivoting of the panel.

All the machines are capable of reproducing a frequency of 10,000 cycles with a total instability less than half a dB (measured on a VU-type meter) (fig. 5).

4.2. MAGNETIC HEADS

The magnetic heads are provided with orientating devices which are stable and precise. They are mounted on an adjustable

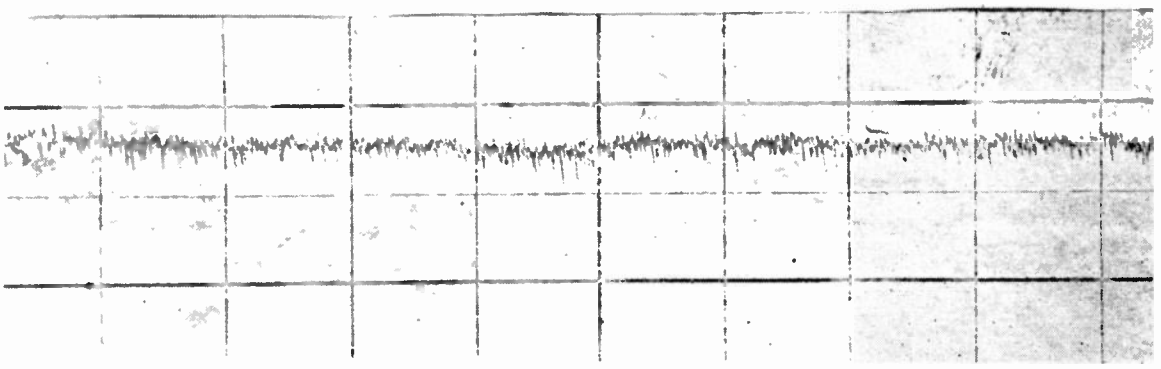


FIG. 5. — Stabilité de la reproduction d'un signal de fréquence 10 000 Hz à 19 cm/s.

Enregistrement du niveau lu (caractéristique VUmètre)

FIG. 5. — Stability of reproduction of a signal of frequency 10 000 cycles at 7½ in/s.

Recording of the indicated level (VU meter characteristic)

et voisine de 0,8 N d'un bout à l'autre de la bobine. Le défilement correct de la bande magnétique, parallèlement à un plan de référence, est normalement obtenu sans l'intervention d'aucune butée fixe, ce qui traduit une grande précision dans la construction de la machine, et autorise un réglage très significatif de l'orientation des entrefers (réglage d'azimut). Toutes les machines sont capables de reproduire un signal de fréquence 10 000 Hz avec une instabilité totale inférieure à 0,5 dB (mesurée sur un appareil de type vumètre) (fig. 5).

4.2. Têtes magnétiques

Les têtes magnétiques sont munies de dispositifs d'orientation stables et précis. Elles sont montées sur un bloc amovible, ce qui permet de faire les réglages d'azimut par des visées au microscope. Chaque fournisseur a été laissé libre de réaliser les têtes dont les caractéristiques lui paraissaient les mieux appropriées, sous réserve d'un examen préalable au Laboratoire. En ce qui concerne les têtes de lecture, les résonances des circuits d'entrée ont été repoussées au-delà de 20 kHz, et les fréquences de coupure de l'entrefer au-delà de 25 kHz, ce qui élimine les difficultés d'égalisation dans la bande passante.

4.3. Amplificateurs

Les amplificateurs sont, bien entendu, d'une qualité telle qu'en pratique seuls le bruit et la distorsion dus à la bande magnétique sont à prendre en considération. Les conditions suivantes sont imposées pour la précision des courbes d'égalisation : la courbe de réponse en fréquence, mesurée soit en lecture de bande étalon, soit en enregistrement-lecture, soit en enregistrement seul, doit tenir chaque fois dans le canal $\pm$ 1 dB de 60 à 10 000 Hz et $^{+1}_{-4}$ dB de 40 à 15 000 Hz.

Les niveaux de référence, + 12 dB à l'entrée, —22 dB à la sortie de la machine (ou —40 dB vers les amplificateurs de mélange) correspondent à une adaptation stricte de la machine aux installations de la cabine « son ». Signalons encore que la machine possède, comme la machine de lecture de disques, un petit haut-parleur de repérage, alimenté par un étage de puissance associé à la chaîne de lecture.

4.4. Nouvelles bandes. Nouvelles normes

En réalité, lorsqu'on dispose de machines réellement capables d'utiliser le ruban magnétique à la vitesse 19 cm/s, on s'aperçoit que l'amélioration dans la qualité de reproduction pose deux conditions : avoir une meilleure bande magnétique et l'utiliser avec les meilleures normes d'enregistrement possibles. Encore faut-il pouvoir introduire dans un système d'exploitation de nouvelles bandes et de nouvelles normes. Les changements de réglage à opérer sur de nombreuses machines, la coexistence temporaire de normes différentes et la compatibilité à maintenir pour l'utilisation des collections existantes sont des écueils redoutables. Mais précisément, la mise en service de notre Maison de l'ORTF, entièrement équipée de machines neuves, fournissait une occasion unique de réussir cette opération, au prix de difficultés raisonnables.

a) Il s'est trouvé qu'à l'époque du choix, le Laboratoire d'Enregistrement poursuivait l'étude d'échantillons de nouvelles bandes magnétiques proposées par les Laboratoires Kodak de Vincennes. Compte tenu des promesses de ces échantillons, le but à atteindre fut fixé d'un commun accord et la nouvelle bande de référence ORTF fut ainsi définie dans l'abstrait, avant de voir le jour, quelques mois plus tard. Elle répond aujourd'hui entièrement à sa définition, c'est-à-dire que, par rapport à l'ancienne référence utilisée :

— il est possible d'augmenter le niveau enregistré de 6 dB pour le même taux de distorsion (le niveau de référence a été poussé à 200 mMx, pour un taux de distorsion nettement inférieur à 1 %),

— le bruit de fond absolu (bruit granulaire) n'est augmenté que de 1 dB au maximum,

block and the azimuth can be adjusted by microscopic examination. Each supplier has been left free to design the heads to characteristics which seemed to them the most appropriate, subject to examination at the Laboratory. As far as replay heads are concerned, the resonance of the input circuits have been pushed above 20 kc/s and the cut off frequencies of the gaps above 25 kc/s which eliminates difficulties of equalisation in the passband.

4.3. Amplifiers

The amplifiers are, of course, of such a quality that in practice only the noise and the distortion due to the magnetic tape have to be taken into consideration. The conditions imposed for the stability of the response curves are that the frequency response curve, measured either on the playback of a standard tape, or on recording/reproduction, or on recording alone, should each time be constant within the range $\pm$ 1 dB from 60 to 10,000 cycles and from $^{+1}_{-4}$ dB from 40 to 15,000 cycles.

The reference level, + 12 dB at the input and —22 dB at the output of the machine (or —40 dB to the mixer amplifiers) corresponds to a strict matching of the machines to the sound cubicle installations.

As in the disk playback machine there is a small checking loudspeaker fed by a power stage associated with the playback chain.

4.4. New tapes, new standards

When one has available machines which are really capable of using magnetic tape at a speed of 7 1/2 in/s, it becomes apparent that improvement in the quality of reproduction requires two conditions, namely, to have a better magnetic tape, and to use it in the best possible fashion, which means with the best recording standards. Nevertheless, it may be difficult to introduce into the operational system new tapes and new standards. The changing of the operational controls on various machines, the temporary coexistence of different standards and the compatibility which has to be maintained for the use of existing libraries are formidable obstacles. But the bringing into service of our new Broadcasting House, totally equipped with new machines, offered a unique opportunity for success in this operation at the cost of manageable difficulties.

a) It happened that at the time when a choice had to be made, the Recording Laboratory was engaged in the examination of samples of new magnetic tapes offered by Kodak Laboratories of Vincennes. Taking into account the promise of these samples the aim to be achieved was fixed in general agreement and the new ORTF reference tape was defined in the abstract before it ever came into being several months later. It entirely meets its definition today, and by comparison with the former standard in use :

— it is possible to increase the recorded level by 6 dB for the same level of distortion (the reference level has been increased to 200 millimaxwells for a distortion level well below 1 %),

— the absolute background noise (particle noise) is increased by only 1 dB at the maximum,

— the response curve is slightly more favourable to the higher frequencies, as is the saturation curve,

— echo attenuation is at least equal,

— sensitivity is improved by about 3 dB.

This type of tape has now been formally defined by a reference document and it will soon be offered by other manufacturers interested in its production. Its use allows a gain of 5 dB at least in the signal/noise ratio on condition that the machines are adjusted to use the tape at the new reference level.

All the machines in Broadcasting House have been constructed to use this new type of tape.

— la courbe de réponse est légèrement plus favorable aux fréquences élevées, de même que la courbe de saturation,

— l'affaiblissement d'écho est au moins équivalent,

— la sensibilité est augmentée d'environ 3 dB.

Ce type de bande, correctement défini par un lot de référence, sera bientôt proposé par d'autres fournisseurs intéressés à sa production. Son usage permet un gain de 5 dB au moins dans le rapport signal sur bruit, à condition que les machines soient réglées pour utiliser la bande au nouveau niveau de référence, comme c'est le cas pour toutes celles de la Maison de l'ORTF.

b) Le second problème est celui des normes d'enregistrement. Comme tout canal de transmission, la bande magnétique impose ses limitations à la qualité du signal reproduit. Un niveau de signal trop élevé donne des distorsions audibles, tandis que les signaux faibles sont perturbés par les signaux parasites de bruit. Il se trouve que l'amplitude des signaux acoustiques est surtout commandée par les composantes spectrales des fréquences basses et moyennes ; au contraire, les signaux de bruit délivrés par la bande ont un spectre étendu vers les fréquences élevées, et la gêne subjective qui leur est due dépend beaucoup de l'amplification qu'on donne au-delà des fréquences 3 000 à 4 000 Hz.

On voudrait pouvoir dire que cette difficulté est tournée par une préaccentuation convenable des fréquences élevées sur le signal enregistré. C'est malheureusement impossible, et on démontre, au contraire, que les composantes à fréquence élevée du spectre du signal ne peuvent, en aucun cas, atteindre un niveau enregistré correspondant à celui des fréquences basses, ceci malgré une courbe de courant d'enregistrement fortement croissante avec la fréquence. C'est pourquoi l'amplificateur de lecture n'est pas le simple intégrateur que commande la loi de Lenz, il donne une amplification supplémentaire des fréquences élevées. La normalisation de cette courbe de lecture, et la normalisation correspondante du signal enregistré sont indispensables pour assurer la lecture d'une bande sur une machine autre que celle ayant servi à l'enregistrement. Une norme acceptable correspondra à un équilibre correct entre deux tendances opposées : diminuer, à la lecture, l'amplification des fréquences élevées diminuera l'intensité du bruit granulaire mais obligera à vouloir enregistrer plus fort les composantes du signal aux fréquences élevées, en augmentant les risques de distorsion et saturation. Si la gêne principale provient des distorsions et saturations aux fréquences élevées, on devra agir dans l'autre sens en augmentant le bruit.

Il se trouve que, du fait de l'amélioration considérable des chaînes d'écoute, et particulièrement ce celles qui sont utilisées pour le contrôle dans les studios, le principal défaut noté dans la restitution à la vitesse 19 cm/s est la gêne due au bruit, lorsqu'on utilise la norme dite « C.C.I.R. » (*), définie par cet organisme vers 1950. Cette norme est déterminée par une caractéristique de lecture ayant une constante de temps de 100 µs. Cependant, on utilise largement dans le monde une autre norme définie aux Etats-Unis, dont la constante de temps est de 50 µs, ce qui correspond à une diminution de l'amplification du bruit granulaire atteignant 6 dB aux fréquences élevées (fig. 6). L'essai de cette norme a permis de se persuader que l'avantage obtenu sur le bruit n'était pas payé par des risques de distorsion et saturation trop importants (**). Ceci est dû en partie à l'amélioration des propriétés des bandes magnétiques qui supportent aujourd'hui des signaux enregistrés plus importants aux fréquences élevées, et également au fait que le niveau de référence, choisi actuellement dans les exploitations professionnelles, correspond à des distorsions très faibles aux fréquences basses. Ainsi, bien que les distorsions augmentent avec la fréquence, il

(*) Avis CCIR n° 261, Genève 1963. Normes d'enregistrement du son pour l'échange international des programmes. Enregistrement sur bande magnétique à une seule piste.

(**) Documents des Commissions d'Etudes du C.C.I.R., n° X37 (Période 1963-66). France, Contribution à l'étude de l'enregistrement magnétique aux faibles vitesses.

b) The second problem is that of recording standards. Like every communication channel, magnetic tape imposes its limitations on the quality of the reproduced signal. A signal level which is too high gives audible distortion while signals which are weak are disturbed by unwanted noise. It is found that the amplitude of audible signals is primarily controlled by the spectral components in the low and middle register. On the other hand, the noise delivered by a tape has a range extended towards the high frequencies and the subjective annoyance resulting from noise depends a great deal on the amplification given to these signals above the frequencies of 3,000 to 4,000 cycles.

One would like to be able to say that this difficulty can be overcome by convenient pre-emphasis of the higher frequencies in the recorded signal. This is, however, unfortunately impossible and it can be shown on the contrary that the high frequency components in the audio signal spectrum cannot in any case reach a recording level corresponding to that of the low frequencies despite a recording current curve which rises steeply with frequency. That is why the playback amplifier is not a simple integration governed by Lenz law ; it gives additional amplification at high frequencies. The standardisation of this playback curve and the corresponding standardisation of the recorded signal are indispensable for the playback of a tape on a machine other than that used for the recording. An acceptable standard would correspond to a proper balance between two opposing tendencies. To decrease in playback the amplification of the higher frequencies will diminish the intensity of the granular noise but will make it necessary to record more strongly the higher frequency components of the audio signal so increasing the risks of distortion and saturation. If the principal trouble comes from distortion and saturation at high frequencies, one must operate the other way round, so increasing the noise.

It is found that because of the considerable improvement of listening chains, and particularly of those which are used for studio control, the principal defect noticed as a result of the change to a speed of 7 1/2 in/s is the impact of noise when the standard known as « C.C.I.R. » is used, (2) as defined by that organisation around 1950. That standard is determined by a playback characteristic having a time constant of 100 microseconds. However, there is used widely in the world another standard, defined in the United States, having a time constant of 50 microseconds which corresponds to a decrease of granular noise amplification reaching 6 dB at high frequencies (fig. 6). Trial at this standard has brought us to the conclusion that the advantage obtained in relation to noise is not overcome by any risk of substantial distortion or saturation (3) (4). This is due in part to the improvement of the qualities of magnetic tapes which now can accept heavier recorded signals at the higher frequencies, and equally to the fact that the reference level chosen today in professional use corresponds to very low distortion at low frequencies. Therefore, although the distortion increases with frequency, it is possible to record at the reference level up to 3000 cycles while keeping a distortion product less than 1 %.

It was therefore decided to build the tape machines for Broadcasting House on the basis of a 50 microsecond standard with the speed of 7 1/2 in/s. The reservations that one might have on the abandonment of an established standard have been lessened by the fact that competent international organisations have themselves recognised the necessity of revising the former

(2) C.C.I.R. Notice n° 261, Geneva 1963. Sound recording standards for the international exchange of programmes. Single track magnetic tape recordings.

(3) R. BUFFARD and M. CALMET. Account of sound recording standards. International convention on magnetic recording. Institution of Electrical Engineers, London, July 1964.

(4) Publications of the C.C.I.R. Study Groups n° X. 37 (Period 1963-66). France. Contribution to the study of magnetic recording at low speeds.

est possible d'enregistrer au niveau de référence jusqu'à 3 000 Hz en conservant un taux de distorsion inférieur à 1 %.

Il a donc été décidé de construire les magnétophones de la Maison de l'ORTF en se basant sur la norme 50 µs à la vitesse 19 cm/s. Les scrupules que l'on pouvait avoir à abandonner une norme établie ont été adoucis par le fait que les organismes internationaux compétents ont reconnu eux-mêmes la nécessité de réviser la norme ancienne. Le choix d'une norme nouvelle est encore en discussion, mais elle se rapprochera vraisemblablement beaucoup de celle adoptée sur nos machines (*).

Bien entendu, des dispositions spéciales peuvent être prises, lorsque c'est nécessaire, pour lire des bandes enregistrées à l'ancienne norme. Pour ce qui est des collections existantes, on a constaté que les éléments conservés sur bandes 19 cm/s étaient principalement des documents de reportage dont la reproduction ne posait pas un problème spécial.

Au contraire, il n'a pas été jugé possible de modifier la norme d'enregistrement pour la vitesse 38 cm/s en raison des problèmes graves qu'aurait posé l'utilisation des collections existantes. Les propriétés de la norme utilisée à cette vitesse (constante de temps type C.C.I.R. de 35 µs) sont d'ailleurs susceptibles d'être utilisées dans les cas particulièrement difficiles : ce système permet en effet d'atteindre des niveaux de saturation très élevés aux fréquences extrêmes, et il est possible par exemple d'enregistrer au niveau maximal, jusqu'à la fréquence 10 000 Hz, ce qui, bien entendu, ne peut être nécessaire que pour des enregistrements d'effets sonores spéciaux.

En définitive, les magnétophones offrent réellement la possibilité d'un enregistrement de haute qualité à la vitesse 19 cm/s. Par la conjugaison des nouvelles bandes et des nouvelles normes, le rapport signal/bruit atteint, en valeur pondérée, 63 dB par rapport au niveau de référence donnant 1 % de distorsion jusqu'à 3 000 Hz. Les conditions nécessaires pour un développement étendu de cette vitesse d'enregistrement ont été réalisées.

4.5. Le problème des bandes de type amateur

Le magnétophone de type grand public s'est développé, au cours des dix dernières années, d'une façon totalement indépendante du magnétophone professionnel. A l'opposé de ce qui se passe pour le disque, un enregistrement sur bande magnétique, vendu dans le commerce, ne peut être utilisé dans un studio de radiodiffusion. L'évolution rapide vers les très basses vitesses de défilement (9,5 cm/s et moins), l'inscription à 2 ou 4 pistes, la multiplicité des modèles généralement peu compatibles, font qu'une bande enregistrée par un amateur ne peut être lue dans un studio que si on apporte l'appareil correspondant. On ne prévoit pas que cette situation puisse s'améliorer rapidement. Des études sont poursuivies actuellement pour doter quelques studios de machines autorisant la vitesse 9,5 cm/s et l'inscription dite « demi-piste » ; il est possible que dans quelques années les machines de reportage légères utilisent cette vitesse.

5. Stéréophonie

Une machine stéréophonique ne se distingue pas fondamentalement, dans ses structures, d'une machine ordinaire monophonique. Nous avons même eu la chance que la normalisation initiale des matériels ait prévu un espace assez large pour les équipements électroniques, de sorte que deux chaînes d'amplification ont pu trouver place là où une seule était logée primitivement.

Si des questions technologiques délicates ont dû, en définitive, être résolues, il est difficile d'en faire l'exposé détaillé. Les principales concernent sans doute le phonocapteur d'une part, et les têtes magnétiques d'autre part. Le choix d'un phonocapteur

(*) Buffard R. et Calmet M. — Etude des normes de l'enregistrement sonore. Conférence internationale sur l'Enregistrement Magnétique. Institution of Electrical Engineers, Londres, Juillet 1964.

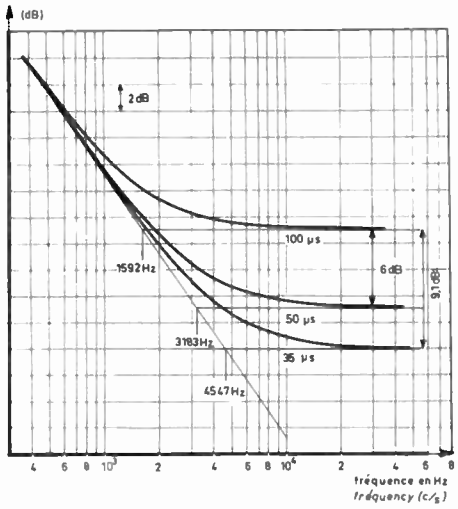


Fig. 6. — Egalisation normalisée des chaînes de lecture de magnétophones, en fonction de la fréquence.
Constante de temps
35 ms - Vitesse 38 cm/s.
50 ms - Vitesse 19 cm/s.
100 ms - Ancienne norme C.C.I.R. - Vitesse 19 cm/s.

— Standardised equalisation of tape machine playback chains as a function of frequency.
Time constant
35 ms - speed 15 in/s.
50 ms - speed 7 1/2 in/s.
100 ms - former C.C.I.R. standard - speed 7 1/2 in/s.

standards. The choice of a new standard is still under discussion but this new standard will probably closely approach that used on our machines.

Of course, special arrangements have to be provided when it is necessary to replay tapes recorded at the old standard. As far as existing collections are concerned, it is noticeable that the items stored on 7 1/2 in/s tapes were principally news events, whose reproduction does not bring a special problem.

On the other hand, it has not been thought possible to change the recording standard for the speed of 15 in/s on account of the serious problems which would arise in the use of existing libraries The qualities of the standard used at this speed (C.C.I.R. type time constant of 35 microseconds) are therefore available to be used in particularly difficult cases. This system makes it possible to reach very high saturation levels at extreme frequencies and it is possible, for example, to record at maximum level up to a frequency of 10,000 cycles which, of course, is only necessary for the recordings of special sound material.

It is therefore the case that tape machines offer real possibilities of high quality recording at the speed of 7 1/2 in/s. By the merging of new tapes and new standards the signal/noise ratio reaches a weighted value of 63 dB in relation to the reference level giving 1 % distorsion up to 3000 cycles. The necessary conditions for widespread development of recording at this speed have been provided.

4.5. Problems of amateur type tape

The tape machine of the type used by the general public has developed in the course of the last ten years in a way quite separate from the professional tape machine. Conversely to what has happened in disk recording, a recording on magnetic tape sold over the counter is not useful in a broadcasting studio. The rapid trend towards very low tape speeds (3 3/4 in/s and less), the use of 2 or 4 tracks, the multiplicity of models which, in general, are not compatible one with another, all these circumstances lead to the result that a tape recorded by an amateur cannot be replayed in the studio unless one brings in the corresponding equipment. There is no rapid improvement to be

stéréophonique définitif n'est pas encore fait à l'heure actuelle. Les machines de lecture de disques stéréophoniques sont provisoirement exploitées avec des lecteurs ELAC.

Le cas des magnétophones stéréophoniques a été étudié très en détail dans un exposé publié précédemment (*). Rappelons simplement que ces magnétophones ont été construits pour fonctionner indifféremment avec un bloc de têtes stéréophoniques ou avec un bloc de têtes monophoniques. Cette compatibilité a paru nécessaire pour assurer une souplesse suffisante dans l'utilisation des installations de prise de son, au cas où de nombreux studios viendraient à être équipés pour la stéréophonie. A l'heure actuelle, l'équipement des premiers studios de production pour la stéréophonie est en cours, et il n'est prévu qu'un développement très limité de telles installations.

6. Les machines de lecture d'indicatifs

Comme on l'a vu au chapitre 1, ces machines, fournies par la Sté TOLANA, constituent une installation complémentaire dont on a doté les studios où le travail normal impose l'utilisation de motifs musicaux appelés « indicatifs ».

Autrefois, ces indicatifs étaient reproduits à partir de disques, mais, du fait des nombreuses répétitions du motif choisi ces disques s'usaient rapidement et l'effet obtenu sur l'antenne était, le plus souvent, déplorable. C'est pourquoi on a très rapidement enregistré ces motifs musicaux sur bande magnétique, ce qui constituait un progrès considérable dans la qualité, mais obligeait les opérateurs à des manipulations irritantes. En effet, charger une bande magnétique sur un magnétophone, pour une utilisation de quelques secondes, après laquelle il faut encore rebobiner la bande et la ranger soigneusement dans une boîte, paraît un défi au bon sens. Le résultat le plus clair était, d'ailleurs, que dans certains studios une machine était immobilisée en permanence par l'indicatif le plus souvent utilisé, qui y restait à demeure. Bien entendu, le nombre des machines nécessaires pour la réalisation correcte des programmes augmentait en conséquence.

Les premières machines automatiques capables de lire un indicatif réalisé sur une boucle sans fin ont été expérimentées il y a déjà une dizaine d'années, mais les réalisations qui avaient vu le jour étaient assez volumineuses : chaque machine ne

(*) BUFFARD R. — La stéréophonie et l'enregistrement magnétique. *L'Onde Electrique*. Mars 1962, Tome 42, n° 420, pages 233 à 240.

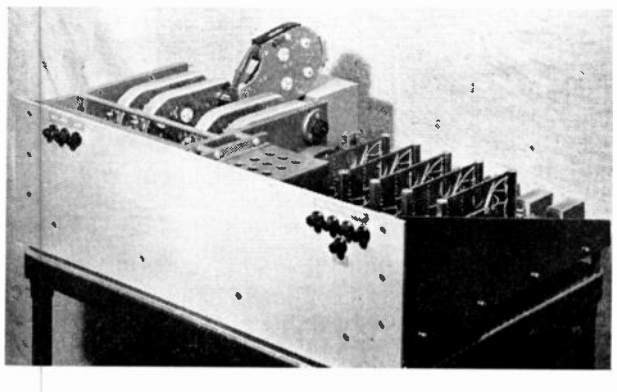
foreseen in that situation. Consideration is going on at the moment towards giving various studios machines capable of working at 3 3/4 in/s and with the kind of recording called « half track ». It is possible that in a few years lightweight reporting machines will use that speed.

5. Stereophony

A machine for stereophony is not basically different in its construction from an ordinary machine for monophony. We have had the good fortune that the initial standardisation of equipment provided a space large enough for the electronic equipment, so that the two amplification chains can be accommodated where a single one was housed in the beginning.

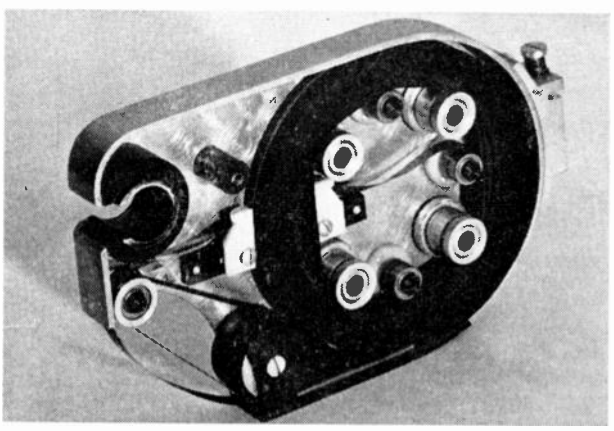
Delicate technological questions have has to be resolved and it is difficult to give a detailed account. The principal questions involve the pick-up on the one hand and the magnetic heads on the other hand. The final choice of a stereophonic pick-up is still not made at the present time. Playback machines for stereophonic disks are, for the time being, using ELAC pick-ups.

The case of stereophonic tape machines has been examined in detail in an account previously published ([5]). Let us simply comment that these tape machines have been constructed to operate equally with an arrangement of stereophonic heads or with an arrangement of heads for monophony. This compatibility seemed necessary to provide sufficient flexibility in the use of sound installations in instances where numerous studios were going to be equipped for stereophony. At the present time the equipment of the first production studios for stereophony is in progress and only a very limited development of stereophonic installations is foreseen.



a)

FIG. 7. — Machine à 5 voies pour la lecture d'indicatifs.
a) La machine, sortie de l'armoire.
On distingue d'une part les 5 chargeurs pour bobines magnétiques sans fin, d'autre part les 5 cartes d'amplification correspondantes.
b) Vue de détail d'un chargeur.



b)

FIG. 7. — 5-track machine for the replay of interval signals.
a) The machine, out of the cabinet.
On one side are the 5 magazines for endless magnetic tapes and on the other side the 5 corresponding amplifier cards.
b) Picture showing detail of the magazine.

6. Identifying signal playback machines

As was seen in Section 1, these machines are an auxiliary installation supplied by Ets TOLANA to studios where the normal requirement involves the use of brief standard musical sequences.

In other times these special signals were reproduced from disks but these disks wore out rapidly from the continuous use of the chosen motif. The effect obtained on the air was very often deplorable. That is why these musical motifs were very soon recorded on magnetic tape, which provided a considerable

([5]) R. BUFFARD. Stereophony and magnetic recording. *L'Onde Electrique*, March 1962, volume 42, n° 420, pages 233 to 240.

pouvait entraîner qu'une bande magnétique et les chargeurs étaient de simples réserves « en vrac », de dimensions assez importantes. Par la suite on a trouvé sur le marché « amateurs » des chargeurs pour bande sans fin bobinée, et l'attention générale s'est portée sur les possibilités offertes par ce mode de stockage. Des machines automatiques utilisant des chargeurs à bande sans fin ont été proposées en Amérique pour l'équipement des studios ; elles étaient destinées à l'insertion automatique des annonces commerciales.

L'essai qui a pu être fait de ces dispositifs a montré que l'utilisation de ces chargeurs compacts conduisait à un fonctionnement défectueux, le taux de fluctuations de vitesse atteignant des valeurs réellement exagérées, à peine utilisables pour la reproduction de la parole. Or précisément l'indicatif musical est assez souvent réalisé par le jeu d'instruments très sensibles au phénomène du « pleurage ». En conclusion de cette étude, il apparut donc nécessaire de proposer à nos fournisseurs la réalisation de chargeurs de type nouveau, capables d'accepter la bande sans fin sous forme bobinée et d'en assurer le débit avec une très grande régularité.

La solution qui a été retenue est celle imaginée par les Ets Tolana (fig. 7). Son originalité principale est sans doute le système d'entraînement de la bande par courroie sans fin. Le défilement obtenu est extrêmement régulier et le taux de fluctuations de vitesse est inférieur à $\pm$ 2 $^0/_{00}$ (crête à crête) ; l'application de la bande sur la tête de lecture est parfaitement réalisée. Sur un même mécanisme d'entraînement, on a couplé 5 chargeurs qui peuvent être en fonctionnement séparément ou simultanément (la machine possède cinq amplificateurs transistorisés). La sélection et la télécommande s'effectuent à partir d'un clavier disposé sur le pupitre de prise de son. Après lecture, les boucles de bande se replacent d'elles-mêmes en position de départ grâce à un système de cellules photoélectriques et de repères transparents.

7. Conclusions

Il est nécessaire de penser déjà aujourd'hui à ce que pourra être l'équipement de demain. Dans cinq années, dix au plus, les machines actuelles devront être remplacées en partie, certaines parce qu'elles seront usées, pour beaucoup parce qu'on souhaitera disposer d'auxiliaires plus modernes et plus perfectionnées.

Nous connaissons déjà des catégories de besoin qui devront être satisfaites dans un proche avenir :

— il faudra des machines capables d'utiliser les bandes enregistrées sur les machines de reportage ultra-légères, soit en bobines, soit en chargeurs, et probablement à la vitesse de 9,5 cm/s ;

— il faudra, au contraire, dans les très grands studios de variété et de musique, installer des magnétophones complexes autorisant tous les travaux nécessaires aujourd'hui à la réalisation d'une prise de son très élaborée (magnétophones multipistes sur bandes larges).

Peut-être verra-t-on aussi se développer le besoin de l'automatisation de la diffusion des programmes, à l'aide de machines robots alimentées par des chargeurs. Cette technique connaît actuellement une grande faveur dans certains pays, mais alors l'auditeur n'aura-t-il pas perdu une chose précieuse et indéfinissable, le sentiment d'être en contact avec son semblable ?

Les machines de production n'ont pas, bien au contraire, ce caractère inhumain. Elles sont là pour faciliter et enrichir l'activité créatrice. Leur perfectionnement, leur évolution, marquent les étapes du renouveau permanent de l'art radiophonique.

improvement in quality but involved the operators in troublesome manipulations. The loading of magnetic tape on to a machine for a use lasting a few seconds, after which it had to be re-wound and stacked way in a box, seemed contrary to good sense. A very obvious result was also that in some studios a machine was tied up permanently for the motif often used, and stayed there. The number of machines necessary for the proper production of programmes increased in consequence.

The first automatic machines capable of replaying a signal recorded on a loop were tried some ten years ago but the designs were rather bulky. Each machine could only run a single magnetic and the loading devices were simply loaded magazines of fairly large dimensions. Later, there appeared on the amateur market loading devices for spooled endless tape, and general interest moved towards the possibilities of this kind of storage. Automatic machines using spooled tapes were brought out in America as studio equipment. They were intended for the automatic insertion of commercial announcements.

The trials which were made of these devices showed that the use of these compact loading devices led to defective operation, the speed fluctuation reaching very high values scarcely useable for the reproduction of speech. And then, in addition, a musical motif signal often includes the playing of instruments very sensitive to wow. After this study, it seemed worth while to invite our suppliers to design a new type of loading arrangement capable of accepting endless tapes in reeled form and playing them reliably.

The solution which was accepted is that produced by the Ets Tolana (fig. 7). Its principal original feature is no doubt the traversing system for the tape using an endless belt. The traversing obtained is extremely smooth and the extent of the speed variations is less than $\pm$ 2 % (peak to peak) the presentation of the tape to the playback head is well arranged. Five spools can be coupled to the same motor and used separately or simultaneously, (the machine has 5 transistorised amplifiers). The selection and remote control are operated from a keyboard mounted on the sound control desk. After playback the tape loops restore themselves to the starting position by means of a system of photoelectric cells and transparent markers.

7. Conclusion

Future development of the equipment.

It is necessary to think today about what the equipment of tomorrow may be. In five years — ten at the most — present-day machines will have to be replaced in part, some of them because they are worn out, but many because one hopes that more modern and more perfect equipment will then be available.

We are already aware of some of the needs which will have to be satisfied in the near future :

— machines are needed which are capable of using tapes recorded on ultra-light reporting machines either on reels or in loading devices and probably at a speed of 3 3/4 in/s.

— it is necessary on the other hand, in the very large variety and music studios, to instal complicated tape machines providing all the facilities necessary today for the production of very elaborate sound programmes (multitrack tape machines using wide tapes).

Perhaps we shall also see the development of automation in the assembly and distribution of programmes by machines fed from magazines. This technique is already favoured in some countries but I do not like to think of this prospect because it seems to me that the listener will have lost a precious and indefinable thing, which is the feeling of being in contact with a fellow-creature...

The equipment needed in production does not have this inhuman quality : quite the reverse, It is there to help and enrich the creative activity. Evolution and efforts towards perfection in this field mark the stages of constant renewal in the broadcasting art.

WRH

A. BRION
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Engineer, Telecommunications, ORTF

Les équipements électroacoustiques

Introduction

Le programme des besoins de la Maison de l'ORTF a été élaboré par un Groupe d'Etudes constitué des représentants de toutes les directions de la RTF et présidé par le Général Leschi, Directeur des Services Techniques, au cours de nombreuses réunions qui se sont déroulées à partir du début de l'année 1953 jusqu'au printemps 1956. Ce programme comportait la réalisation de 4 salles publiques, 6 studios de musique, 7 studios de variétés, 6 studios de théâtre, 11 studios de magazine artistique ou de montage, 12 studios d'information et 11 studios spécialisés pour la production des programmes vers l'outre-mer et l'étranger. Outre les cabines de programme, l'équipement devait être complété par une trentaine d'installations annexes dont 22 cellules de montage et d'enregistrement, 4 ateliers de copie de bandes magnétiques, des cabines d'écoute, et quelques équipements spéciaux.

Devant la diversité des besoins à satisfaire, et après que la Commission d'Etudes pour l'équipement B.F. créée en 1959 ait défini les structures détaillées de chacun des types de studio et des installations annexes, le Service des Etudes a élaboré les spécifications techniques des équipements, compte tenu de deux principes fondamentaux aboutissant à une normalisation optimale des équipements.

— D'une part, les équipements devaient s'adapter à des mutations d'exploitation. En effet, les problèmes de prise de son, imposés par les réalisateurs sont en constante évolution. De plus les volumes respectifs des divers genres : musique, théâtre, variétés, informations qui caractérisent les programmes, varient en nombre d'heures antenne, suivant les époques, ce qui interdit de spécialiser définitivement les studios en fonction des genres.

— D'autre part, compte tenu de l'importance du programme de construction, il y avait intérêt à rationaliser la fabrication en usine, ce qui avait pour conséquences de diminuer les temps d'étude et d'exécution et également le coût de l'opération.

Ainsi, le Service des Etudes aboutissait à la conception d'un équipement-type de studio, susceptible de satisfaire à l'ensemble des besoins exprimés, sous réserve de certaines adaptations facilement réalisables.

Dans ces conditions, l'équipement d'un studio de radiodiffusion se présentait comme un ensemble constitué par des matériels, immeubles par destination à savoir le pupitre de prise de son reposant sur un meuble support, l'armoire d'alimentation et les diverses prises de raccordement de microphone, de haut parleur, de signalisation reliées par un câblage fixe, de matériels

Electroacoustic equipment

Introduction

The requirements for Broadcasting House were considered and drafted by a Study Group made up of representatives from all the departments of RTF under the chairmanship of General Leschi, Director of Technical Services, in the course of many meetings which took place from the beginning of 1953 until the spring of 1956. This schedule of requirements included the provision of 4 audience studios, 6 music studios, 7 variety studios, 6 drama studios, 11 magazine or presentation studios, 12 news studios and 11 specialised studios for the production of foreign and overseas programmes. In addition to the programme continuity, the equipment was to be completed by some 30 auxiliary installations including 22 editing and recording areas, 4 magnetic tape copying workshops, listening rooms and various specialised requirements.

In the face of the variety of needs which had to be met, and after the Commission for audio frequency equipment set up in 1959 had defined the detailed arrangement of each type of studio and the ancillary installation, the Study Group worked out the technical specifications of the apparatus having regard to two fundamental principles intended to lead to optimum standardisation in the equipment.

— On one hand the equipment must be suitable for use in a variety of applications. Indeed, the problems of sound usage imposed by producers are constantly changing. There is also a continuing change in the ratio of the different kinds of output such as music, drama, variety and news ; the number of transmission hours change from time to time which makes it impossible to assign studios for particular uses permanently.

— On the other hand, having regard to the size of the manufacturing programme, it was important to rationalise the work at the factory so as to lessen the development and manufacturing time and also the cost of the operation.

Thus the Study Group arrived at the idea of a typical studio equipment which would be capable of meeting all the needs which have been mentioned, taking into account certain modifications which can readily be made.

In these circumstances the equipment of a broadcasting studio can be seen as an assembly made up of one part which is permanent in its nature, being the sound desk on a fixed support, the power supply cabinet and arrangements for accepting the microphone, the loudspeaker providing intercommunication with fixed cabling, and a second part made up of movable devices which are amplifiers of various kinds, recording and

amovibles qui sont les amplificateurs de divers types, les machines de lecture et d'enregistrement sur bande magnétique et sur disque, les meubles d'écoute, les microphones et enfin les blocs amovibles de mutation qui permettent, en transformant la constitution des chaînes d'organes, de modifier, le cas échéant le type d'exploitation de l'équipement.

Il est évident que ces matériels devaient être rigoureusement interchangeables, ce qui permettait en outre d'en confier la réalisation à diverses sociétés sans mettre en cause l'homogénéité de l'ensemble.

Ces principes de construction étant rappelés, nous nous proposons d'examiner dans cet article les fonctions d'exploitation auxquelles doivent satisfaire un équipement type de studio et les chaînes d'organes qui en découlent, nous décrirons ensuite cet équipement type et nous examinerons enfin certains cas particuliers.

1. Les fonctions et les chaînes d'organes

Un équipement de studio doit assurer les diverses fonctions qui permettent de délivrer une « modulation finie » constituant un élément de programme prêt à être diffusé.

En conséquence, on peut distinguer deux fonctions essentielles : la prise de son pour l'émission en directe et la prise de son pour l'enregistrement qui peuvent s'exécuter simultanément, des fonctions accessoires, les unes ayant pour objet de modifier la modulation, telles que la réverbération artificielle, les corrections diverses, les autres d'insérer, dans la séquence en cours, des sources de modulation extérieures au studio, par duplex, multiplex et insertion téléphonique. Enfin une dernière fonction de contrôle permet à l'opérateur de surveiller l'exécution de son travail.

Ces diverses fonctions, dont les unes peuvent être remplies simultanément, dont les autres sont assurées parfois à l'aide d'organes communs, exigent la mise en œuvre d'un équipement de commutation, commandé du pupitre de prise de son devant lequel se tient l'opérateur.

1.1. La prise de son

La prise de son est effectuée au moyen de la chaîne principale (fig. 1). Celles-ci est constituée essentiellement des sources de modulation, des amplificateurs, des organes de mélange.

reproducing equipment, both magnetic tape and disk, loudspeaker units and microphones ; then finally adjustable interconnection blocks which make it possible to modify the arrangement of the chain of apparatus as may be necessary for the particular way in which it is to be used.

It is clear that equipment of this kind has to be rigorously interchangeable and that also makes it possible to entrust the manufacture to various organisations without any risk of upsetting the universality of the assembly.

Proceeding from these principles of construction, the article will now discuss the uses to which basic studio equipment must answer and the chains of apparatus required as a consequence. It will then describe the basic equipment and examine certain specialised examples.

1. The chains of component equipment and their functions

A studio equipment must be capable of carrying out the various functions which lead to the completion of a programme contribution ready for use as an ingredient in the radiated programme.

As a result, two primary functions can be distinguished, being sound pick-up for direct transmission and sound pick-up for recording, which may occur simultaneously. There are also auxiliary functions, some being intended to modify the signal such as artificial reverberation, and various forms of equalisation, and others providing external injections into the studio programme by duplex, multiplex and telephonic insertion. Then a final controlling function allows the operator to check and adjust his work.

These various functions, some of which may be carried out simultaneously and others sometimes by the use of shared equipment, call for the provision of switching equipment controlled from the sound control desk before which sits the operator.

1.1. The sound input

The sound input is provided by the principal chain (fig. 1). This is made up basically of sources of modulation and amplifiers and of mixing devices.

The sources of modulation include principal sources such as electrostatic and dynamic microphones and reproducing ma-

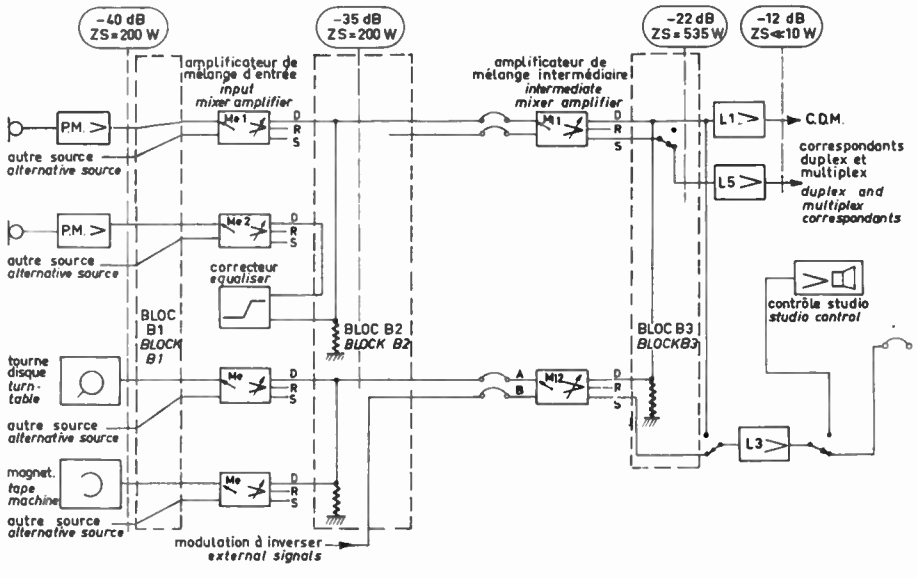


FIG. 1. — Principe de la chaîne principale et de la chaîne d'insertion

FIG. 1. — Principle of principal chain and the insertion chain.

Les sources de modulation comprennent les sources principales : microphones électrostatiques et dynamiques, machines de lecture et les sources auxiliaires telles que : lignes extérieures, horloge parlante, indicatifs, etc.

Afin de rendre les sources interchangeables, eu égard aux nécessités de l'exploitation, leurs caractéristiques électriques ont été normalisées au niveau absolu de tension maximale de — 40 dB et à l'impédance de 200 ohms, qui correspondent à l'emploi du microphone électrostatique le plus fréquemment utilisé. Ces conditions sont obtenues au moyen, soit d'un préamplificateur pour les microphones électrodynamiques, soit d'un correcteur passif pour les lecteurs et sources auxiliaires, ces éléments étant considérés comme partie intégrante des sources. En outre un circuit auxiliaire est affecté à chacune de ces sources. Il commande soit le signal lumineux rouge dans le studio lorsqu'il est affecté à un microphone, soit la mise en service du moteur, lorsqu'il est affecté à une machine de lecture.

Chaque source alimente l'une des deux entrées A ou B d'un amplificateur de mélange d'entrée (A.M.E.). Plusieurs de ces amplificateurs, dont les sorties sont connectées en parallèle sur une charge commune constituent un groupe de sources. La sortie de ce groupe, d'une impédance de 200 Ω, délivre une modulation au niveau absolu de tension de — 35 dB à l'entrée d'un amplificateur de mélange intermédiaire (A.M.I.). Ce dernier a pour fonction de régler globalement le niveau des modulations issues d'un groupe de sources, modulations dont les niveaux ont déjà été réglés individuellement au moyen de l'atténuateur de chaque A.M.E.

Un équipement de prise de son comprend au minimum deux groupes de sources : les sources microphoniques et les sources de lecture. Si l'exploitation du studio l'exige, on peut constituer plusieurs groupes de sources microphoniques, par exemple dans le cas d'un studio de musique, on aura un groupe « soliste », un groupe « chœur » et un groupe « orchestre ». En outre, les modulations externes telles que duplex, multiplex, lignes extérieures peuvent être traitées par un groupe séparé. Le nombre de groupes est généralement de trois à quatre suivant le cas.

Les sorties des A.M.I. sont connectées en parallèle sur une charge commune. L'ensemble, d'une impédance de 535 Ω, délivre un niveau absolu de tension de — 22 dB à l'entrée d'un amplificateur de ligne (L1) dont le gain est de 34 dB. La sortie de cet amplificateur constitue celle de l'équipement de studio qui peut être prise, par l'intermédiaire de la commutation automatique, pour alimenter soit une cabine de programme, soit un centre B.F. extérieur à la Maison de l'O.R.T.F.

La constitution de cette chaîne principale peut être modifiée en trois points correspondant à des blocs amovibles de mutation embrochables, qui ont pour fonction essentielle d'assurer la continuité électrique de la chaîne. En conséquence, une structure de chaîne est transformée en remplaçant un bloc par un autre, ce qui constitue une opération simple. Le premier bloc (B1) assure les connexions entre les sources et les entrées d'amplificateurs M.E. Il fait office de répartiteur. Le deuxième bloc (B2) permet la constitution des groupes de sources. En conséquence, il adapte les sorties de chaque groupe d'A.M.E. à l'entrée de chaque A.M.I. En outre, ce bloc assure la mise en parallèle des contacts de fin de course des atténuateurs de mélange des A.M.E. et A.M.I. La fermeture de l'un quelconque de ces contacts commande la mise sous tension des feux « rouge » du studio. Enfin, c'est par l'intermédiaire du bloc B2 que les correcteurs actifs sont insérés dans la chaîne principale, en aval des amplificateurs de source. Le troisième bloc (B3) adapte les sorties d'amplificateurs MI à l'amplificateur de ligne L1.

1.2. Le contrôle

Le contrôle est effectué au moyen d'une chaîne d'écoute de haute qualité. Elle est composée de l'amplificateur de ligne L2 alimentant un meuble d'écoute, installé dans la cabine de prise de son.

chines, together with auxiliary sources such as external circuits, the speaking clock, interval signals, and so on.

In order that the sources may be interchangeable for convenience of use, their electrical characteristics have been standardised at an absolute voltage level of —40 dB with an impedance of 200 ohms, this corresponding to the electrostatic microphone, which is the most commonly used. These conditions are obtained either by means of preamplifiers for electrodynamic microphones or by passive equalisers for reproducers and auxiliary sources, those elements being considered an integral part of the sources. In addition, an auxiliary circuit is associated with each of these sources. It controls either the red signal light in the studio when it is associated with the microphone or the switching-on of the motor when it is associated with a reproducing machine.

Each source feeds one of two inputs A or B in an input mixing amplifiers (A.M.E.). A number of these amplifiers with their outputs connected in parallel to a common load constitute a group of sources. The output of this group, with an impedance of 200 ohms, delivers a signal with an absolute voltage level of —35 dB at the input to an intermediate mixer amplifier (A.M.I.). This latter amplifier is for the purpose of providing overall control of levels for the signals coming from a group of sources, signals whose levels have already been individually controlled by means of the attenuator on each A.M.E.

A sound input equipment includes at least two groups of sources, being microphone sources and recording sources. If the use of the studio demands it, it is possible to set up various groups of microphone sources ; for example in a music studio one would have a soloist group, a choir group and an orchestral group. Additionnally, external signals such as those of duplex, multiplex and incoming lines can be dealt with by a separate group. The number of groups is generally from three to four, according to need.

The outputs of the A.M.I. are connected in parallel to a common load and the complete arrangement, with an impedance of 535 ohms, delivers an absolute voltage level of —22 dB to the input of the line amplifier (L1) which has a gain of 34 dB. The output of this amplifier is in fact the output of the studio equipment and is available by way of automatic switching to feed either the programme continuity or an audio-frequency centre away from Broadcasting House.

The constitution of this particular chain can be modified at three points by plug-in switching blocks whose essential function is to ensure the electrical continuity of the chain. As a result the constitution of the chain is changed by replacing one block another, which is a simple operation. The first block (B1) provides the connection between the sources and the inputs of the A.M.E. It serves as a distributor. The second block (B2) allows the setting up of groups of sources. As a result it delivers the outputs of each group of A.M.E. to the input of each A.M.I. Also this bloc achieves the paralleling of the final contacts of the mixing attenuators in the A.M.E. and A.M.I. The closing of any one of these contacts causes the studio red light to be energised. Finally, it is by the use of block B2 that equalisers are inserted in the principal chain after the source amplifiers. The third block B3 connects the output of the A.M.I. to the line amplifier L1.

1.2. Monitoring

Monitoring is by means of a high-quality listening chain. It consists of the line amplifier L2 feeding a loudspeaker unit installed in the sound control cubicle.

The input of amplifier L2 is connected either to the output of the equipment for monitoring the programme or to the monitoring outputs of the tape machines in the case of recordings. Also, the loudspeaker unit can be connected on the return listening circuit which provides the current programme

L'entrée de l'amplificateur L2 est connecté soit sur la sortie de l'équipement pour le contrôle du programme, soit sur les sorties de contrôle des magnétophones en cas d'enregistrement. De plus, le meuble d'écoute peut être connecté sur le circuit de « retour d'écoute », circuit qui délivre le programme en cours lorsque le studio a été pris par une cabine de programme, et qui permet, de ce fait, d'exécuter les enchaînements avec la modulation issue de l'équipement (fig. 2).

Un autre meuble d'écoute, installé dans le studio, permet aux participants de la prise de son, en cas d'émission directe, d'avoir le retour d'écoute et le contrôle du bruitage et, en cas d'enregistrement, d'écouter postérieurement la séquence enregistrée. Enfin l'opérateur dispose d'un haut parleur avec amplificateur et d'un vumètre commutables par un clavier de « test » lui permettant de contrôler, en écoute et en niveau de tension, les différents points de l'équipement pour la préparation des « enchaînements » et, le cas échéant, de localiser l'origine des incidents.

1.3. L'enregistrement

La fonction « enregistrement » est assurée à l'aide de la chaîne d'enregistrement constituée par la chaîne principale décrite précédemment, dont la sortie de l'amplificateur de ligne L1 est connectée aux deux magnétophones par l'intermédiaire d'un bloc amovible B4. Ce dernier comporte un dispositif de commutation qui, en cas d'enregistrement, connecte les différents moyens de contrôle sur la sortie « contrôle » de la machine qui enregistre (fig. 2).

1.4. La réverbération artificielle

Afin de modifier la « couleur sonore » d'une modulation directe ou enregistrée, on utilise le procédé de la réverbération artificielle par l'intermédiaire d'une chambre de réverbération ou d'un dispositif électromécanique constitué essentiellement d'une plaque d'acier, de forme rectangulaire de 2 m sur 1 m, d'un excitateur et d'un capteur électromagnétiques. Les réflexions des vibrations sur les bords de la plaque simulent les réflexions acoustiques sur les parois d'une salle. L'effet est très approximatif.

Dans ce but, l'amplificateur de mélange, comporte une sortie spéciale à gain variable, au niveau nominal de — 22 dB qui permet de constituer un point de mélange indépendant de celui de la chaîne principale et affecté à la chaîne de réverbération (fig. 3). La chaîne de réverbération est constituée d'un sélecteur

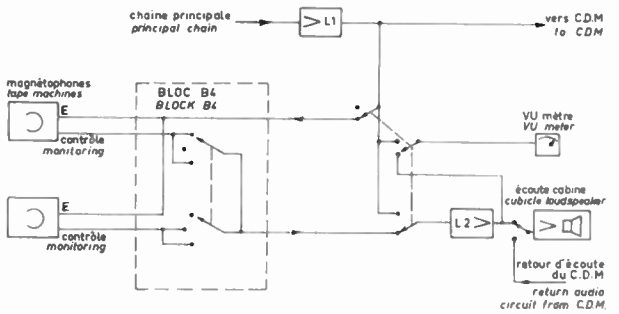


FIG. 2. — Principe de la chaîne d'enregistrement et de la chaîne de contrôle en cabine

— Principle of the recording chain and the cubicle monitoring chain.

when the studio is under the control of a programme continuity, which facilitates the linking operation with the output coming from the equipment (fig. 2).

Another loudspeaker unit installed in the studio makes it possible for those taking part in the sound programme on a direct transmission to hear the return listening circuit and, in the case of a recording, to listen afterwards to the sequence which has been recorded. Finally, the operator has available a loudspeaker and amplifier with a switchable VU meter controlled by a test key, which allows him to check by listening and in terms of voltage level the various points of the equipment in setting up a chain and, if need be, to trace the source of breakdowns.

1.3. Recording

The recording function is arranged using a recording chain made up of the main chain already described, in which the output of the line amplifier L1 is connected to two recording machines by way of an adjustable connection - block B4. This latter includes a switching arrangement which, in a recording instance, connects the different monitoring arrangements to the monitoring output of the machine which is recording (fig. 2).

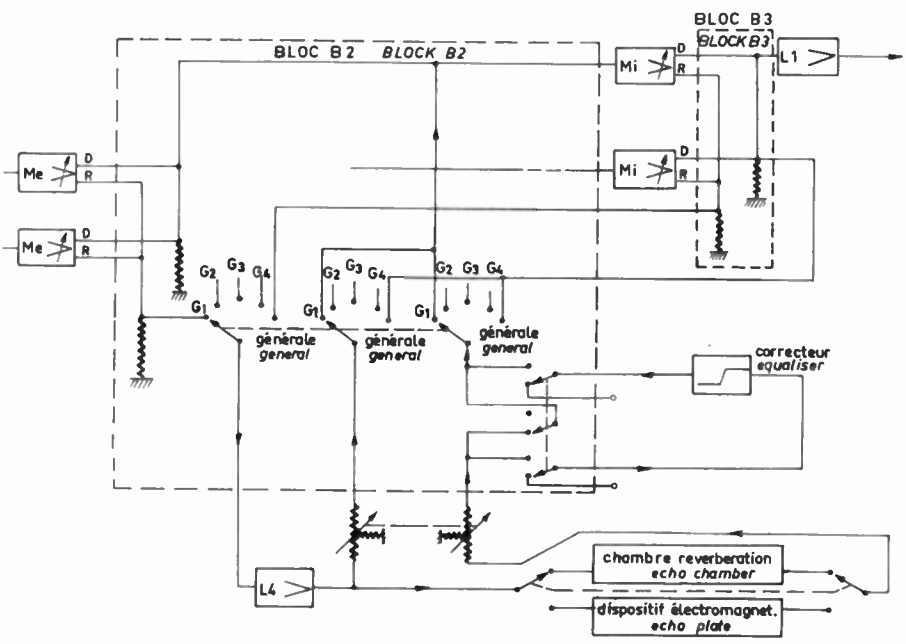


FIG. 3. — Principe de la chaîne de réverbération.

FIG. 3. — Principle of the echo chain.

de sources, d'un amplificateur de ligne L4, du dispositif de réverbération, de la réinjection sur la chaîne principale.

Un clavier de sélection équipant le bloc B3, assure simultanément la sélection de sources et la réinjection. La sélection s'effectue sur les sorties « réverbération » des groupes d'amplificateurs de source ou d'amplificateurs de groupe. La réinjection est faite sur la chaîne principale, en amont des amplificateurs de groupe ou de l'amplificateur de ligne L1. Un inverseur commute simultanément sur la chaîne, l'entrée et la sortie de la chambre de réverbération ou celles du dispositif électromagnétique. De plus, complétant l'action des commutateurs de niveau des sources à réverbérer, une balance potentiomètrique permet de faire varier le rapport entre les niveaux de modulation pris avant et après « réverbération », le niveau réinjecté restant sensiblement constant.

Enfin, un correcteur est affecté à la chaîne de réverbérations dans laquelle il peut être inséré par l'intermédiaire d'un commutateur à deux positions. Sur la deuxième position, le correcteur, renvoyé sur des blocs à douilles, est utilisable, par dicordage, pour d'autres fonctions.

1.5. Les insertions de modulation

Depuis plusieurs années, il est apparu nécessaire, afin d'augmenter l'intérêt des émissions d'informations et de variétés, de faire participer, à l'émission réalisée dans un studio, une ou plusieurs personnes qui se trouvent, soit dans un autre studio, soit dans différents studios éloignés parfois de milliers de kilomètres. C'est ce que l'on appelle des émissions en « duplex » et en « multiplex ». Pour réaliser une telle émission, il est nécessaire que le ou les studios éloignés reçoivent, en contrôle, les diverses sources de modulation moins la leur et d'autre part, que l'équipement du studio, qui réalise le programme, dispose de l'ensemble des modulations. A cet effet, la ou les modulations extérieures sont aiguillées (fig. 1) après mélange dans le cas du multiplex, ce qui nécessite un équipement supplémentaire, sur l'entrée B de l'amplificateur de mélange intermédiaire affecté à cet usage.

Le mélange des modulations issues des correspondants éloignés et de la modulation locale est donc assuré par le bloc B3. De plus, la sortie « sonorisation » de cet amplificateur est connectée sur l'entrée de l'amplificateur de ligne L3 affecté à l'écoute atténuée en studio, soit par casque, soit par haut-parleur à faible niveau afin d'éviter l'effet Larsen par les microphones en service. D'autre part, la modulation locale est reprise sur la sortie « sonorisation » de l'amplificateur de mélange intermédiaire du groupe local et transite par le bloc B3 vers l'amplificateur de ligne L5 et vers le ou les studios éloignés. Un clavier de sélection permet d'effectuer automatiquement la connexion des circuits de modulation et de service correspondant aux divers cas d'exploitation.

L'équipement permet en outre, d'obtenir un autre type d'insertion, lorsque le correspondant éloigné dispose d'un poste téléphonique relié au réseau public, grâce au « dispositif d'insertion téléphonique » dont l'exploitation s'effectue dans les conditions suivantes. Le correspondant local appelle, par voie téléphonique automatique ou manuelle, le correspondant éloigné et la conversation s'engage. Le dispositif d'insertion téléphonique, qui fait l'objet d'un article de M. Hemart, fonctionne de telle sorte qu'il prélève la modulation issue du correspondant éloigné dans le circuit téléphonique. Cette modulation emprunte la « chaîne duplex » décrite précédemment. Quant à la modulation provenant du correspondant local, elle est reprise par une voie microphonique normale de la chaîne principale.

1.6. Bruitage - renforcement - et sonorisation

Le bruitage, constituant « le décor sonore » des émissions de théâtre et de variétés, peut être notamment réalisé à partir d'éléments sonores, enregistrés, « lus » par l'une des sources de la

1.4. Artificial reverberation

In order to be able to alter the « sound colour » of a direct or recorded signal, use is made of artificial reverberation either by means of an echo chamber or by an electromechanical device, which consists essentially of a rectangular plate of steel some 6-ft × 3-ft, and electromagnetic input and output heads. The reflections of oscillations at the edge of the plate simulate the acoustic reflections which occur at the walls of a room. The similarity is not very close.

For this purpose, the mixer amplifier includes a special variable gain output having a nominal level of —22 dB which provides a mixing point independent of that of the principal chain and associated with the reverberation chain (fig. 3). The reverberation chain is made up of a source selector, a line amplifier L4, the echo plate and re-insertion on the principal chain. A selecting key associated with block B2 controls simultaneously the selection of sources and the re-injection. The selection is made at the « echo » outputs of groups of source amplifiers or group amplifiers. The re-injection is taken to the principal chain ahead of the group amplifiers or the line amplifier L1. A reversing device simultaneously switches to the chain, the input and the output of the echo chamber or of the echo plate. Additionally, a potential divider provides for an adjustment of the relationship between the signal before and after echo, the re-injected signal remaining more or less constant.

Finally, an equaliser is associated with the reverberation chain into which it can be inserted by means of a two-position switch. In the second position, the equaliser is available by double-ending for other operations.

1.5. The insertion of signals

For many years it has been necessary in order to improve the attraction of news broadcasts and variety broadcasts to associate with the transmission produced in the studio one or more people who are present either in another studio or in different studios sometimes thousands of miles away. This is what is called duplex and multiplex transmission. In order to arrange such a transmission, it is necessary that the distant studio or studios should receive for checking purposes the various sources of signal other than their own, and on the other hand that the studio which is producing the programme should have all the signals available to it. To this end, the external signal or signals are routed (fig. 1), after mixing in the case of multiplex, which necessitates supplementary apparatus, to the input B of the intermediate mixing amplifier associated with this operation.

The mixing of the signals coming from the distant correspondents and the local modulation is arranged by block B3. In addition, the mixed output of this amplifier is connected to the input of the line amplifier L3 providing low level listening in the studio either by headphones or by loudspeaker at low level in order to avoid Larsen effect on the microphones in use. On the other hand, the local signal is applied to the mixed output of the intermediate mixing amplifier in the local group and passes, by way of lock B3, towards the line amplifier L5 and towards the distant studio or studios. A selecting key provides automatic connection of the signal circuits and of the control circuits corresponding with the different kinds of use.

The equipment also makes possible another type of insertion when the distant correspondent is using a telephone connected to the public network using « telephonic insertion equipment », which operates in the following manner. The local correspondent calls the distant correspondent, using automatic or manual telephone circuits, and the conversation begins. The telephone insertion equipment, which is described in an article by M. Hemart, works in such a way that it extracts the signal arriving from the distant correspondent on the telephone circuit. This signal makes use of the duplex chain previously described. As for the modulation provided by the local speaker, that is picked up by a normal microphone channel in the principal chain.

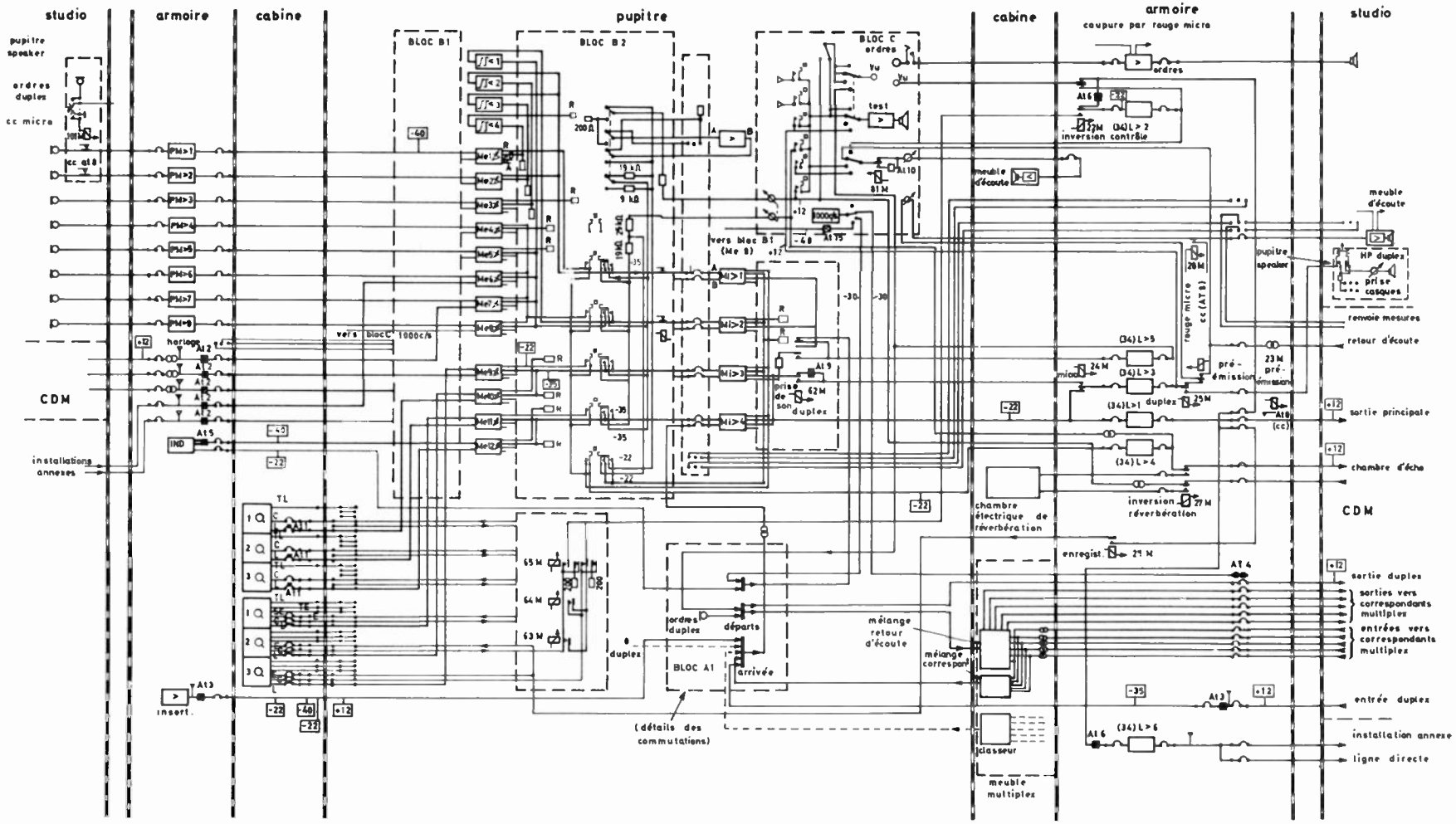


FIG. 4. — Principe de l'équipement électroacoustique des circuits de modulation

FIG. 4. — Principle of the electroacoustic equipment in the signal circuits.

chaîne principale. Mais, dans ce cas, il est indispensable que les comédiens qui participent à l'action dans le studio aient un contrôle de ce bruitage à faible niveau, afin qu'il ne soit pas « repris » par les microphones en service.

Dans les studios recevant du public, il est parfois nécessaire de « renforcer », une modulation issue du studio, mais d'un niveau trop faible pour l'auditoire. Ainsi, le renforcement est nécessaire, pour un chanteur ou un musicien soliste, dont le niveau sonore est subjectivement insuffisant pour l'auditoire. En outre, il peut être utile de diffuser dans ces studios une modulation enregistrée. C'est la sonorisation.

Ces diverses fonctions sont assurées grâce à la « chaîne de contrôle studio » alimentée par la sortie « sonorisation » d'un amplificateur intermédiaire qui est connectée par un relais du bloc B3 (fig. 1).

1.7. La stéréophonie

Lors de la conception de ces matériels, la stéréophonie en était à peine au stade expérimental. Il a donc été indispensable de prendre des options permettant de satisfaire aux sujétions prévisibles de l'exploitation. En conséquence, il a été admis que la stéréophonie serait obtenue à l'aide de deux voies de transmission depuis la prise de son jusqu'à l'émission et que cette disposition serait appliquée aux équipements affectés aux productions de théâtre, de variétés et de musique.

En conséquence, 14 équipements ont été conçus pour être exploités soit en monophonie, soit en stéréophonie. Le passage d'un mode d'exploitation à l'autre s'effectue par le remplacement des blocs de mutation B1, B2, B3, ainsi que du bloc de contrôle. La mutation consiste à affecter les amplificateurs de source et de groupe d'ordre impair à la voie gauche, ceux d'ordre pair à la voie droite. Ainsi, les deux amplificateurs d'une même source stéréophonique sont disposés côte à côte. Cette disposition permet de jumeler mécaniquement, par une commande unique, les deux atténuateurs afférents à la même source.

Cette commande existe en deux versions, l'une du type fixe qui maintient, quelle que soit sa position, le même gain sur les deux voies, l'autre du type variable qui permet d'obtenir des écarts de gain entre les voies par une variation différentielle des deux atténuateurs couplés ; enfin on a la possibilité de transformer une source monophonique en source pseudo-stéréophonique à deux canaux amplificateurs occupant sur le pupitre l'amplacement de deux amplificateurs de mélange et permettant ainsi de réaliser de la « stéréophonie d'intensité ».

2. Equipement-type de studio

2.1. Description

Les équipements de prise de son, adaptés aux différents types de studios énumérés au début de cet article, sont dérivés, par suppression ou adjonction d'organes, d'un équipement-type dont les éléments sont groupés sur un pupitre et dans une armoire. L'ensemble est installé dans un local, dit « cabine de prise de son » ayant vue par une large baie vitrée sur le studio. Le pupitre de prise de son est installé devant la baie, afin que l'opérateur agisse en fonction de l'action qui se déroule dans le studio. Lorsque l'équipement est susceptible d'être exploité en stéréophonie, le pupitre est éloigné de la baie de telle sorte que l'opérateur se trouve au sommet d'un triangle équilatéral d'environ 3 m de côté, dont les deux autres sommets sont figurés par deux haut-parleurs situés entre le pupitre et la baie (fig. 5).

Le pupitre de prise de son, qui constitue le plan de travail de l'opérateur, comporte 12 amplificateurs de mélange d'entrée, répartis en groupes de sources repérables par des séparations de couleur, 4 amplificateurs de mélange intermédiaire, 4 correcteurs actifs, un répartiteur, des blocs amovibles qui particularisent le type de l'installation : 3 blocs de brassage B1, B2, B3,

1.6. Sound effects, sound reinforcement and sound background

Sound effects which provide ingredients of drama and variety transmissions can best be achieved by recorded sound material taken by one of the sources of the principal chain. But in that case it is essential that the artists taking part in the performance in the studio should be aware of this noise effect at low level so that it is not picked up by the microphones in use.

In audience studios it is sometimes necessary to provide sound reinforcement for a signal which is being produced in the studio at too low a level to be heard in the auditorium. Thus, for example, sound reinforcement is necessary for a singer or a solo musician for whom the sound level is subjectively insufficient for the auditorium. Additionally, it may be useful to be able to put out in such studios a recorded signal. That is sound background.

These various functions are provided by the studio control chain which is fed by the sound background output of an intermediate amplifier which is connected by a relay in block B3 (fig. 1).

1.7. Stereophony

At the time when these equipments were being designed, stereophony was still rather at the experimental stage. It has therefore been essential to provide some opportunity of meeting the demands which may be made. The expectation is that stereophony will be attained by using two transmission chains from sound pick-up right up to transmission and that this arrangement would be applied to associated apparatus in drama, variety and musical productions.

As a result, 14 installations have been designed for use either in monophony or in stereophony. The transition from one method of use to the other is arranged by the replacement of the switching blocks B1, B2 and B3 and the monitoring block. The switching consists of associating the odd source amplifiers and group amplifiers to the left-hand path and the even ones to the right-hand path. In this way the two stereo amplifiers for one particular source are side by side. This arrangement makes it possible to gang mechanically by a single control two attenuators associated with the same source.

Fig. 5. — Vue partielle d'un équipement

Le pupitre est éloigné de la baie, l'équipement pouvant être exploité en stéréophonie. On distingue : à droite, au fond, 3 magnétophones, au premier plan 2 machines de lecture de disques, à l'extrémité gauche du pupitre, le classeur téléphonique.

— Partial view of an installation.

The desk is away from the window, the installation being adapted for use on stereophony. On the right, in the background, there are three tape machines and in the foreground, two disk reproducing machines with, at the extreme left of the desk, the telephone switchboard.

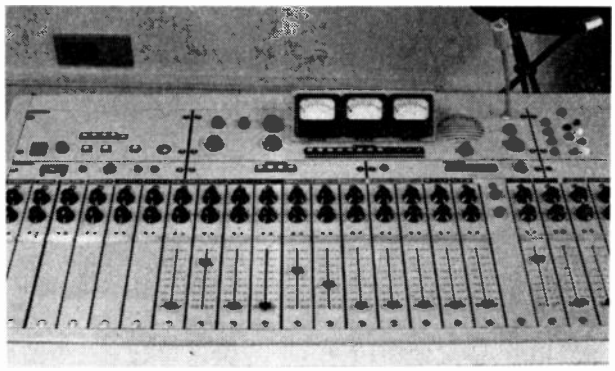


FIG. 6. — Pupitre de prise de son, vue du plan de travail

On distingue de gauche à droite et au premier plan 6 correcteurs actifs, 11 amplificateurs de mélange de source, 4 amplificateurs de mélange de groupe, au 2e plan, le bloc A2, les blocs B1, B2, B3, au 3e plan le bloc A2, le bloc de contrôle et le bloc de régularisation.

— Sound control desk viewed from the operating level.

From left to right, and in the foreground, 6 equalisers, 11 source mixing amplifiers, and 4 group mixing amplifiers. In the second group, block A2 and blocks B1, B2 and B3. In the third group, block A2, the control block and the regularisation block.

dont les fonctions ont déjà été définies, 2 blocs A2 et A1 respectivement affectés aux commandes d'insertion de modulation et à la réverbération artificielle, un bloc C affecté au contrôle et notamment équipé de deux vumètres, d'un haut-parleur de de test et de son clavier de sélection, un bloc de signalisation équipé de commandes et les feux de signalisation dont les fonctions sont décrites ci-après (fig. 6).

Les tourne-disques et les magnétophones sont raccordés au pupitre à l'aide d'un câblage souple, avec prises, d'où facilité d'en modifier l'emplacement. Ces appareils sont disposés de part et d'autre du pupitre lorsque l'exploitation de l'équipement est prévue avec un seul agent, ou groupés d'un seul côté, dans le cas contraire.

Quant à l'armoire d'alimentation (fig. 7), elle contient 6 amplificateurs de ligne, 8 amplificateurs pour microphone électrodynamique ou alimentations pour microphone électrostatique, les 4 alimentations des amplificateurs de mélange, un amplificateur d'ordre et éventuellement des organes divers, fonction de la destination du studio tels qu'insertion télépho-

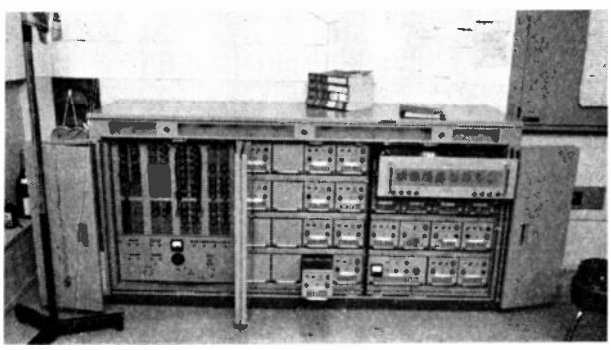


FIG. 7. — Armoire d'alimentation.

A gauche, les prises de mutation et les dicordes, au centre les préamplificateurs et les alimentations de microphones, à droite en haut, un indicatif multivoies, en dessous, les amplificateurs de ligne et un amplificateur de puissance.

— Supply cabinet.

To the left, the switching inputs and the double-enders. In the centre, the pre-amplifiers and the supplies for the microphones. To the right, above, a multichannel indicator and, below, the line amplifiers and a power amplifier.

This control exists in two versions, one being of a fixed type which, whatever may be its position, gives the same gain on the two paths. The other is of a variable type which makes it possible to obtain a difference of gain between the paths by a differential variation of two coupled attenuators. Thus, it is possible to transform monophonic sources to a pseudo-stereophonic source with two amplifier channels occupying on the desk the situation of two mixer amplifiers and in this way providing « intensity » stereophony.

2. Basic studio equipment

DESCRIPTION

The programme equipment suitable for the different kinds of studio mentioned at the beginning of this article are produced by the addition or substraction of components from a basic equipment whose elements are grouped on a desk and in a cabinet. The entire assembly is installed in an area called a sound cubicle having visual control of the studio by way of a large window. The sound control desk is installed in front of this window so that the operator can work in relation to the action which is going on in the studio. When the equipment is adapted for use on stereophony, the desk is set back from the window in such a way that the operator is at the summit of an equilateral triangle of about 9-ft side in which the other two corners are occupied by two loudspeakers placed between the desk and the window (fig. 5).

The sound control desk, which is the working surface for the operator, carries 12 input mixing amplifiers divided into groups of sources identified by differences of colour, 4 intermediate mixer amplifiers, 4 equalisers, a distributor, adjustable connection blocks which determine the type of installation, 3 blocks B1, B2 and B3, whose functions have already been described, 2 blocks A2 and A1 associated respectively with the signal switching circuits and with artificial reverberation, a block C associated with the monitoring, and in particular equipped with 2 VU meters, a test loudspeaker and its selection key, a signalling unit with controls and signal lamps, whose operation is described subsequently (fig. 6).

The turntables and the tape machines are connected to the desk by means of a flexible cable, with plugs, which means that they can be readily moved. These equipments are placed on one side and the other of the desk when the operation of the equipment is to be undertaken by one man, or grouped on one side in the other case.

As for the power cabinet (fig. 7), it contains 6 line amplifiers, 8 electrodynamic microphone amplifiers or supplies for electrostatic microphones, 4 power supplies for the mixer amplifiers, a control amplifier and various components required for the studio, such as telephonic insertion, tape indicators, supplementary line amplifiers, etc. It is constructed so as to back on to a wall and includes the termination blocks for the sound cabling and signalling connecting the equipment with the Main Dispatching Centre. Additionally, because of the heat energy produced by the equipment, which is of the order of a kilowatt, the cabinet must be ventilated. This ventilation is generally obtained by a ventilation duct constructed in the thickness of a wall connected to the air conditioning network and delivering its output into the back of the cabinet.

Additionnally, the operator has available to him one-way control communication from cubicle to studio, two-way communication on an internal telephone with the programme continuity and a telephone unit providing two telephone channels simultaneously with the public network, the internal automatic network and direct lines connected to destinations chosen in relation to the use of the studio.

WRH

nique, magnétophones indicatifs, amplificateurs de ligne supplémentaires, etc. Elle est conçue pour être adossée contre un mur et renferme les réglettes de raccordement aux câblages de modulation, signalisation et conversation mettant en liaison l'équipement avec le C.D.M. De plus, en raison de l'énergie calorifique produite par les appareils, qui est de l'ordre du kilowatt, l'armoire doit être ventilée. Cette ventilation est généralement obtenue par une gaine d'aspiration construite dans l'épaisseur du mur, raccordée au réseau de conditionnement et débouchant derrière l'armoire.

En outre, l'opérateur dispose d'une liaison d'ordre unilatérale dans le sens cabine studio, d'une liaison bilatérale en interphone avec la cabine de programme et d'un classeur téléphonique permettant simultanément le trafic de deux liaisons téléphoniques avec le réseau public, le réseau automatique intérieur d'exploitation et les lignes directes aboutissant à des points déterminés en fonction de l'exploitation du studio.

2.2. Exploitation

L'équipement de studio est exploité pour l'une des quatre fonctions suivantes : « la répétition », «l'enregistrement local », l' « émission » et l' « émission et l'enregistrement simultanés ». A chacune de ces fonctions correspond l'enclenchement d'un contacteur particulier du bloc B3 qui constitue les chaînes nécessaires au type d'exploitation choisi, commande la réalisation des interdictions et des signalisations correspondantes.

En « répétition », la chaîne principale est évidemment en service ainsi que les chaînes de contrôle et d'ordres. Quant à la chaîne d'enregistrement elle est hors service ; les feux rouges de porte du studio ne sont pas mis sous tension.

En « enregistrement local », la situation ne diffère de la précédente que par la mise en service de la chaîne d'enregistrement. Les feux rouges des portes sont mis sous tension lors de la mise en service des moteurs des magnétophones. En outre, la sortie de l'équipement ne peut être prise par la commutation automatique du C.D.M.

L'exploitation en « émission » s'exécute en trois temps. L'opérateur de cabine de programme télécommande la prise d'équipement. L'opérateur de studio en est informé par la mise sous tension d'un voyant lumineux. Il enclenche alors le contacteur « Prêt » ce qui, outre la mise sous tension des feux de portes, a pour effet d'alimenter la chaîne de contrôle par le « retour d'écoute ». Les participants de l'émission, qu'ils soient acteurs ou techniciens, peuvent donc suivre la séquence des programmes en cours et se tenir prêts à intervenir. Dès la fin de cette séquence, l'opérateur de cabine de programme ouvre l'atténuateur de voie, ce qui commande, en plus, la mise sous tension du voyant lumineux « antenne » du pupitre de prise de son, le renvoi de la chaîne de contrôle sur la chaîne principale, la mise hors service des liaisons d'ordres et du retour d'écoute du studio : l'émission commence.

L'exploitation en « émission et enregistrement simultanés » se fait également en trois temps. L'enclenchement du contacteur « émission et enregistrement simultanés » met l'équipement dans la même situation qu'en « enregistrement local » sans toutefois interdire la prise de sortie de l'équipement par la commutation automatique. Les deux derniers temps sont les mêmes que ceux de l'« émission ».

3. Les équipements particuliers

Le programme d'équipement a été réalisé tel qu'il avait été prévu, à quelques détails quantitatifs près. Tous les pupitres sont mécaniquement semblables ainsi que les armoires. La totalité des pupitres a pu être réalisée à l'aide de cinq types de câblage. Par contre, pour un total de 49 équipements, il y a eu 25 schémas d'installations. Néanmoins, abstraction faite de détails mineurs quant aux principes, on peut répartir l'ensemble de ces équipements en trois catégories essentielles : les grandes salles,

2.2. Operation

The studio equipment is used in one of four functions — rehearsal, local recording, transmission, and simultaneous recording and transmission. Each of these functions corresponds to a particular setting of a particular switch in block B3 which sets up the chains necessary for the type of use chosen and sets up also the corresponding signal circuits.

In rehearsal, the principal chain is clearly in use as well as the monitoring chains and the control circuits. As to the recording chain, that is out of service. The red lights over the door of the studio are not energised.

In the local recording condition, the situation is the same as the preceding case except for the bringing into use of the recording chain. The red lights on the studio doors are energised with the switching-on of the recording machine motors. However, the output of the equipment cannot be taken by the automatic switching of the Main Dispatching Centre.

The transmission application occurs in three stages. The operator in programme continuity remotely takes control of the equipment. The studio operator is informed of this by the energising of the luminous indicator. He then operates the « ready » contactor which, in addition to energising the warning lights of the doors, also applies power to the monitoring chain using the return listening circuit. Those concerned with transmission, whether they are performers or technicians, can then follow the sequence of the programmes going on and be ready to take their part. Immediately at the end of this sequence, the continuity operator turns up the channel control which simultaneously applies voltage to the luminous « on the air » indicator of the sound control desk, transfers it from the monitoring chain to the principal chain, disconnects the talkback circuits and the return listening circuit into the studio, and the transmission then begins.

The arrangement for simultaneous transmission and recording is also made in three stages. The closing of the switch labelled « simultaneous transmission and recording » puts the equipment into the same condition as for « local recording » without, however, interrupting the output of the equipment by the automatic switch. The two second stages are the same as for « transmission ».

3. Special equipment

The equipment programme has been completed as was foreseen, except a few quantitative particulars. All the desks are mechanically similar and also the cabinets. It has been possible to provide these desks using five types of cabling. On the other hand, for a total of 49 equipments, there have been 25 installation arrangements. Nevertheless, setting aside minor details, the entire arrangement of these equipments can be divided into three basic categories : large studios, middle-sized studios provided for drama, variety or music, and news studios for home and overseas. Since the equipment of the large studios is dealt with in an article by M. Machuel, this account will deal with the particular characteristics of the two other kinds.

The small-sized studios, numbering 13, are situated on the ground floor and have an overall volume between 300 and 1,000 cubic metres. They are intended for artistic productions and their equipment is characterised by a considerable number of microphone channels and also by their method of use. The production is very rarely made for direct transmission and it is more usually dealt with in a series of steps which means that, with editing, the artistic conception is assisted. Their electro-acoustic equipment is the basic equipment, with two groups of 8 microphones and 2 reproducing groups, made up of 3 tape machines and 2 or 3 disk turntables. The operator has available, therefore, 12 simultaneous sources chosen from among 24 possible sources by the use of switching at the input to the mixer amplifiers. These equipments include a chain for a rever-

les studios moyens réservés au théâtre, aux variétés et à la musique, les studios d'information pour la métropole et l'étranger. L'équipement des grandes salles faisant l'objet d'un article de M. MACHUEL. examinons les caractéristiques particulières des deux autres catégories.

Les studios moyens, au nombre de 13, sont situés au rez-de-chaussée et ont un volume compris entre 300 et 1 000 m³. Destinés à la production artistique, leur équipement est caractérisé par un nombre important de voies microphoniques et par leur mode d'exploitation. En effet, la production est très rarement faite « en direct », le plus souvent elle est enregistrée par séquence, ce qui, grâce au « montage », facilite la réalisation artistique. Leur équipement électroacoustique correspond à l'équipement-type avec 2 groupes de 8 microphones et 2 groupes de lecture constitués par 3 magnétophones et 2 à 3 tourne-disques. L'opérateur dispose donc de 12 sources simultanées choisies parmi 24 sources possibles par le jeu des commutateurs d'entrée des amplificateurs de mélange. Ces équipements disposent évidemment d'une chaîne comportant un dispositif de réverbération électromagnétique et par commutation préalable au C.D.M. d'un accès aux chambres de réverbération construites dans les sous-sols. Ils disposent également de la chaîne de bruitage à l'exception de la sonorisation et du renforcement. Ces équipements pourront, le cas échéant, être exploités en stéréophonie après remplacement des blocs de mutation. Certains sont dotés d'un dispositif d'insertion téléphonique. En outre, pour satisfaire aux sujétions de la production, deux studios particuliers peuvent être exploités simultanément par un équipement installé dans une cabine avec vue sur les deux studios.

Enfin, 8 autres studios d'environ 60 m³ de volume ont un équipement analogue, ils sont affectés aux productions artistiques mettant en œuvre un nombre restreint de participants.

Les 22 studios d'information, répartis sur trois étages, à proximité des bureaux des journalistes, ont des volumes variant entre 50 et 200 m³ (fig. 8). En raison de leur fonction, même si certains éléments de la production sont préalablement enregistrés, ces studios travaillent en direct sur l'antenne. En conséquence, leur équipement est caractérisé par la possibilité d'insérer, en cours d'émission, diverses modulations d'origines externe en direct et interne en différé. Dans ce but, l'équipement comprend notamment 4 groupes de sources, dont un groupe de 2 microphones, 2 groupes de lecture, alimentés par 3 magnétophones et 3 tourne-disques et un groupe affecté aux sources extérieures duplex, multiplex et insertions téléphoniques. L'opérateur dispose donc de 9 sources principales simultanées auxquelles il peut substituer des sources auxiliaires (horloge parlante, indicatif, etc.) par le jeu des commutateurs d'entrée des amplificateurs de mélange.

De plus, six de ces équipements, affectés aux studios de « magazine information », possèdent une chaîne de réverbération avec dispositif électromagnétique. En outre, six cabines affectées chacune à un ou deux studios particuliers ont pour fonction d'enregistrer à tout moment des informations de « dernière heure » communiquées par les correspondants éloignés. A cet effet, ces cabines sont équipées d'un ensemble de quatre magnétophones. Les communications de service sont assurées par un dispositif de quatre liaisons téléphoniques simultanées vers les correspondants et une liaison d'interphone vers le ou les studios dont elles dépendent.

Enfin, dix de ces studios d'information sont affectés à la diffusion de programmes en ondes décamétriques vers l'étranger. Or ces programmes ont, sauf rare exception, une durée inférieure à l'heure et sont généralement composés d'une seule séquence, parfois de plusieurs. En conséquence, la cabine de programme qui a pour unique fonction d'assurer la continuité des programmes, n'est plus indispensable. Cette fonction est donc assurée par le studio, dans les rares cas où cela est nécessaire, d'où les dénominations de « studio cabine de programme O.C. », grâce à l'adjonction de deux voies d'accès à la grille des sources du C.D.M., ce qui augmente le nombre de groupes de sources de 4 à 6. Les deux groupes supplémentaires sont

beration plate and, by switching supervised by the Main Dispatching Centre, also have access to echo chambers constructed in the basement. They have sound effect chains but not those for sound background or sound reinforcement. These installations can, if necessary, be used for stereophony after the replacement of the switching blocks. Some of them are provided with a telephone insertion device. Additionally, to satisfy production requirements, two special studios can be used simultaneously by equipment in a cubicle looking into the two studios. Finally, eight other studios of about 60 cubic metres in volume have similar equipment and are associated with artistic productions requiring a modest number of performers.

The 22 news studios spread over three storeys in the neighbourhood of the news offices, have volumes varying between 50 and 200 cubic metres (fig. 8). Because of their function these studios work on direct transmission even though some parts of the production have been recorded in advance. Their equipment is characterised by the possibility of inserting, during the transmission, various signals of external origin either directly or with internal delay. For this purpose the equipments consist essentially of four groups of sources, of which one is a group of two microphones, two are reproduction groups fed by three tape machines, and three turntables and one is a group associated with external duplex, multiplex and telephonic insertion

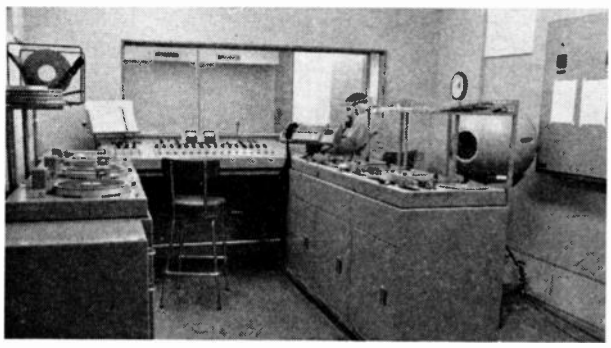


FIG. 8. — Vue d'une cabine de studio d'information

— View of a news studio cubicle.

sources. The operator therefore has nine principal simultaneous sources for which he can substitute auxiliary sources such as speaking clock and interval signal, by the use of the input switching at the mixing amplifiers. Additionally, six of these equipments associated with news magazine studios, have a reverberation chain with electromagnetic plates. Also six cubicles each of which are associated with one or two special studios, have the function of recording at any moment last-moment news communiques from distant correspondents. For this purpose these cubicles are equipped with four tape machines. Control communications are arranged by the provision of four simultaneous telephone circuits to correspondents and an internal telephone system to the associated studio or studios.

Finally, ten of these news studios are associated with the broadcasting of shortwave programmes to overseas. With rare exceptions, these programmes have a duration less than an hour and are usually composed of a single sequence, though sometimes of several. As a result, the programme cubicle whose business it is to ensure the continuity in the programme, is not essential. This facility is provided, in the rare cases where it is necessary, by the studio, from which arises the description « shortwave studio cubicle ». This is achieved as the result of the addition of two channels from the Main Dispatching Centre which increases the number of groups of sources from four to six. The two supplementary groups are associated with two external sources which may be other studios at Broadcasting House or audio frequency centres elsewhere in

affectés aux deux sources extérieures qui peuvent provenir soit d'autres studios ou cellules de lecture de la Maison de la Radio des centres B.F. métropolitains ou étrangers, ou le plus souvent, des points de reportage. Dans toutes ces hypothèses, la modulation externe est délivrée à l'équipement à un niveau de tension absolu égal à + 12 dB. En conséquence, il a été jugé inutile de ramener ce niveau à — 35 dB pour alimenter un amplificateur de mélange de groupe. Celui-ci est remplacé par un « atténuateur de cabine de programme » ayant le même encombrement. En outre, compte tenu de l'affectation particulière de ce type d'équipement, on a dérogé au principe de normalisation des sources en remplaçant les amplificateurs d'entrée, alimentés par les machines de lecture, par un « atténuateur de source » ayant même encombrement. A cet effet, l'atténuateur fixe de 18 dB qui fait partie de l'amplificateur de lecture de la machine est supprimé, ce qui élève le niveau absolu de tension de — 40 dB à — 22 dB. Enfin, l'opérateur dispose d'un clavier de numérotation qui lui permet de télécommander la grille de sources du C.D.M., donc de connecter les sources choisies sur les deux voies de programme.

4. Réalisation

La fourniture et l'installation de ces matériels ont fait l'objet d'une procédure d'appel d'offre en Novembre 1960. Après une étude technico-économique des propositions des concurrents, un marché a été conclu le 28 juillet 1961 avec la Société ALCATEL pour la fourniture et l'installation de la totalité des matériels immeubles par destination à l'exception de ceux qui devaient équiper des cellules d'enregistrement et de lecture, les ateliers de copies et les équipements spéciaux dont la réalisation fut confiée à la Société Artistique Française. D'autre part, la Société ALCATEL, compte tenu du volume de la commande et des délais impartis, sous-traitait une partie de la fabrication à la Compagnie Industrielle des Téléphones et à la Société L.I.E. BELIN.

Le chantier d'installation commença en décembre 1962 pour se terminer deux ans plus tard. Les essais et les réglages furent l'œuvre d'équipes mixtes composées d'agents de l'ALCATEL et de l'O.R.T.F. Les premiers studios furent mis à la disposition de l'exploitation le 5 Juillet 1963, les derniers en février 1965.

Il est évident que la conduite d'un tel chantier n'a pu se dérouler sans difficultés. D'une part, les équipes d'installation travaillaient dans un immeuble en cours de finition, d'autre part le calendrier de mise en service des studios fut modifié fréquemment pour satisfaire aux besoins des Services de l'Exploitation, obligés d'évacuer leurs anciens studios disséminés dans Paris. Néanmoins, grâce à un esprit de compréhension et de collaboration à tous les échelons, l'ensemble de l'opération à pu être menée à bonne fin.

the country or overseas, or, most often, reporting points. In all these examples, the external signal is delivered to the equipment at an absolute voltage level of +12 dB. As a result it has been judged useless to adjust this level to —35 dB to feed the amplifier of a group mixer. This latter is replaced by an attenuator having the same range. Additionally, having regard to the special application of this type of equipment, there has been a departure from the principle of standardisation of sources in replacing the input amplifiers fed by reproducing machines by a source attenuator having the same range.

To this end, the fixed 18 dB attenuator, which forms part of the playback amplifiers of the machine, is omitted, which raises the absolute voltage level from —40 dB to —22 dB. Finally, the operator is provided with a switch which allows him to remote control the source selector in the Main Dispatching Centre and therefore to connect the chosen sources on the two programme channels.

4. Manufacture

The provision and the installation of these equipments was made the subject of an invitation to tender in November 1960. After a technical and economic examination of the competing offers, an arrangement was reached on the 28th July 1961 with the ALCATEL Company for the provision and installation of the total equipment, with the exception of that necessary for the recording and reproducing units, the dubbing rooms and special equipment whose manufacture was made the responsibility of the Société Artistique Française. On the other hand, the ALCATEL Company, taking into account the size of the order and the time allowed, sub-contracted a part of the manufacture to the Compagnie Industrielle des Téléphones and the Société L.I.E. BELIN.

The work of installation began in December 1962 and was completed two years later. Trials and adjustments were the work of mixed teams drawn from ALCATEL and ORTF. The first studios were made available for use on 5th July 1963 and the last in February 1965.

It is evident that the conduct of such a large job could not occur without difficulties. On the one hand, the installation teams were working in a building in the course of completion. On the other hand, the timetable for the bringing into service of the studios was frequently adjusted to meet the needs of the operational services who were obliged to leave their previous studios scattered about Paris. Nevertheless, as the result of a spirit of understanding and co-operation at all levels, it was possible to bring the operation to a very successful conclusion.

P. LANTERI et P. MACHUEL
Ingénieurs des Télécommunications
Telecommunications Engineers

Les équipements des salles publiques

The equipment in the audience studios

1. Introduction

Parmi les 57 studios de la Maison de l'O.R.T.F. de Paris, se trouvent six salles prévues pour recevoir du public. Ces salles sont groupées dans une vaste zone encadrée par les grands halls d'accueil longeant le Quai de Passy et un ensemble de foyers et de loges à l'usage des artistes, situé dans la partie centrale du bâtiment.

Ces salles publiques se composent de :

● 4 salles de concert utilisées pour les enregistrements, les retransmissions et les concerts des grands orchestres de l'OR TF (Orchestre National, orchestre philharmonique, orchestre lyrique, orchestre de chambre) :

— une salle de 12 000 m³ (l'auditorium 104) qui peut recevoir 936 personnes,

— un studio de 8 000 m³ (Studio 103) utilisé pour les enregistrements et certaines émissions (telle « Plaisir de la Musique ») et qui peut recevoir 39 personnes.

— une salle de 4 000 m³ (Studio 105) : 216 places,

— un studio de 2 500 m³ (Studio 106) : 24 places.

● 2 salles de variétés utilisées pour les émissions publiques de Radio et de Télévision :

— 1 théâtre de 6 000 m³ (Studio 102) : 812 places,

— 1 studio de 3 000 m³ (Studio 101) équipé comme un plateau de télévision, servant surtout aux jeux radio-télévisés (100 places).

Les sujétions particulières d'exploitation de ces salles ont conduit à les doter d'équipements spéciaux :

— Les problèmes de prise de son y ont été traités d'une manière originale,

— Elles ont reçu des équipements annexes importants ;

— Trois d'entre elles peuvent être utilisées simultanément par la Radiodiffusion et la Télévision ;

— Enfin, ces installations sont toutes prévues pour pouvoir être exploitées en monophonie et en stéréophonie. Seules deux d'entre elles (104 et 105) sont complètement équipées pour ces deux cas d'utilisation.

Dans une première partie de cet exposé sera décrit l'équipement des salles de concert. La deuxième partie traitera de celui des salles de variétés.

1. Introduction

Among the 57 studios of Broadcasting House in Paris there are six designed to take public audiences. These audience studios are grouped in a vast zone framed by big reception areas which flank the Quai de Passy and by a collection of lounges and green rooms situated in the central part of the building.

The audience studios consist of :

● 4 concert halls used for recordings, retransmissions and concerts by the principal orchestras of ORTF (the National Orchestra, the Philharmonic Orchestra, the Lyric Orchestra and the Chamber Orchestra) :

— auditorium 104 of 12,000 cubic metres, which can take 936 people,

— a studio of 8,000 cubic metres (studio 103) used for recordings and certain transmissions where a limited public audience is admitted (such as « Plaisir de la musique ») and capable of taking 39 people,

— a studio of 4,000 cubic metres (studio 105) having 216 seats,

— a studio of 2,500 cubic metres (studio 106) having 24 seats.

● 2 variety studios for public transmissions in radio and television :

— a theatre of 6,000 cubic metres (studio 102) having 812 seats,

— a studio of 3,000 cubic metres (studio 101) : fitted out as a television studio serving, particularly, for radio and televised games and having 100 seats.

The special conditions of use in these studios have led to them being supplied with specialised equipment :

— The problems of sound pick-up have been treated in an unusual way.

— They have been fitted with important ancillary equipment.

— 3 among them can be used simultaneously for radio and television.

— everything is arranged so that these studios will be adaptable for use in monophony or stereophony. Only 2 among them (104 and 105) are completely equipped for these two kinds of use.

WRH

2. Les salles de concert

2.1. Principes généraux

Lors de la conception des équipements des salles de concert, on a été amené à considérer la prise de son dans ces salles comme un cas très différent de la prise de son en studio. Rappelons en effet que cette dernière se fait à partir d'un équipement unique au moyen duquel l'opérateur assure les fonctions suivantes :

— la prise de son proprement dite, qui consiste essentiellement en la mise en place judicieuse des microphones et le mélange de leurs modulations, le mélange des autres sources de modulation (machines de lecture de disques, magnétophones, lignes extérieures, etc.), le réglage et le contrôle du niveau final,

— l'enregistrement,

— la constitution de séquences de programme lors d'émissions directes.

Dans le cas particulier des grandes salles, on a jugé nécessaire, en raison de la complexité de la prise de son d'orchestre, et en vue d'assurer au principal responsable une parfaite tranquillité dans sa surveillance de la modulation, de séparer ces fonctions pour les confier à des opérateurs différents :

— Un « musicien metteur en ondes » est chargé de la prise de son d'orchestre (mise en place judicieuse des microphones, mélange des modulations microphoniques, contrôle du niveau) mais il n'assure pas le mélange des autres sources de modulation. Il dispose d'un pupitre de mélange, dit « pupitre musicien ». La modulation qu'il produit constitue à elle seule un programme, dit « programme international », ainsi appelé parce qu'il ne contient ni indicatif, ni annonce.

— Lors d'émissions directes, un deuxième opérateur effectue le mélange du « programme international » avec les autres sources de modulation (machines de lecture, lignes extérieures, voies microphoniques de l'annonceur) et constitue ainsi le programme qui est diffusé sur les chaînes de l'ORTF (« programme principal »). Cet opérateur dispose d'un pupitre de mélange semblable au premier, dit « pupitre principal ». Ces deux équipements sont rassemblés dans un même local, la cabine de prise de son principale. Un petit studio annexe est réservé à l'annonceur.

— Systématiquement, l'enregistrement se fait dans une pièce séparée de la cabine de prise de son principale.

— Les émissions directes réalisées dans ces grandes salles sont souvent diffusées sur des chaînes de radiodiffusion étrangères, sous la forme de « programmes étrangers », différents du « programme principal ».

Un équipement indépendant permet de constituer simultanément un ou deux « programmes étrangers ». Il consiste essentiellement en un pupitre dit « pupitre étranger », où entrent en mélange, le programme international », le « programme principal », des machines de lecture de disques, des magnétophones, des lignes extérieures et les voies microphoniques d'un ou deux annonceurs chargés des commentaires en langues étrangères.

Cet équipement est placé dans une cabine indépendante. Chaque annonceur dispose d'un petit studio annexe.

On voit donc que l'équipement de prise de son d'une grande salle est essentiellement formé par la juxtaposition de trois équipements élémentaires dérivés de « l'équipement type » de studio (cf. article sur « les équipements électroacoustiques » par A. Brion), et que, à la différence de cet équipement type, il peut délivrer 2, 3 ou 4 programmes indépendants.

Rappelons enfin que, comme pour tous les studios de la Maison de l'ORTF, les installations de prise de son des grandes salles ont été conçues et étudiées par le service des études de l'ORTF, fabriquées et installées par la Société Alcatel qui a sous-traité une partie du matériel à la Compagnie Industrielle des Télécommunications et à la Société LIE Belin.

The first part of this account will be a description of the equipment of the concert halls : the second part will deal with that of variety studios.

2. The concert halls

2.1. General principles

From the beginning, in deciding on the equipment for the concert halls it has been necessary to consider the sound pick-up in these areas as being a very different case from sound pick-up in an ordinary studio. The latter is achieved by the use of a single equipment by means of which the operator attends to the following operations :

— sound pick-up itself which consists essentially of the judicious placing of microphones and the mixing of their signals, the mixing of other sources of modulation (reproducing machines for disks or tape, external lines, etc..), the control and monitoring of the final level,

— recording,

— at the time of direct transmission, the setting up of programme sequences.

In the special instance of the concert halls it has been considered necessary, because of the complexity of the sound pick-up from the orchestra, and also in order to provide quiet undisturbed monitoring conditions for the principal producer, to separate these functions and entrust them to different operators. In this way :

— A music producer is charged with the sound pick-up of the orchestra (the correct placing of the microphones, the mixing of the microphone signals and the control of the level) but he is not concerned with the mixing of other sources of signal. He has a mixing desk called the « music desk ». The signal produced by this desk is itself a programme called the « international programme », and so called because it contains neither identifying signal nor announcements.

— At the time of direct transmissions a second operator mixes the international programme with the other modulation sources (reproducing machines, external lines, and announcer's microphones) and in this way makes up the programme which is distributed over the ORTF chains (the « principal programme »). This operator is provided with a mixing desk similar to the first, but called the « principal desk ». These two equipments are together in the same room, which is the principal sound control cubicle. A small auxiliary studio is provided for the announcer.

— Any recording is made separately in a room other than the principal sound control cubicle.

— Direct transmissions produced in these concert halls are often radiated on overseas broadcasting chains under the form of « overseas programmes », not identical with the « principal programme ».

By separate equipment one or two « overseas programmes » can be set up simultaneously. This equipment consists essentially of a desk called the « overseas desk », and here are mixed : the « international programme », the « principal programme », the output of disk and tape reproducing machines, and external lines, the microphone circuits of one or two announcers providing commentaries in foreign languages.

This equipment is in a separate cubicle. Each announcer uses a small auxiliary studio.

One can say therefore that the equipment for sound pick-up in a concert hall is formed by the juxtaposition of the three component equipments developed from the basic type of studio equipment (as in the article « Electroacoustic Equipment » by A. Brion) and in distinction from that basic equipment can deliver 2, 3 or 4 independent programmes.

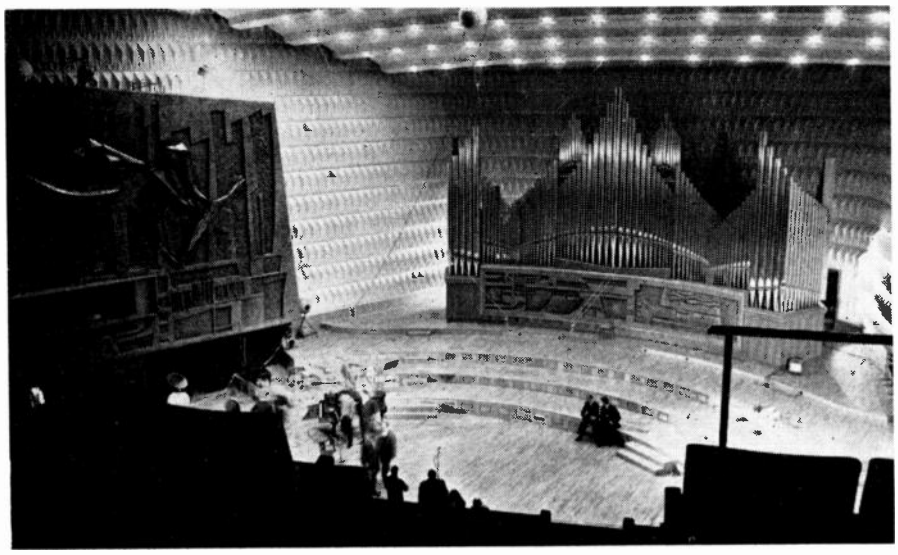


FIG. 1. — L'auditorium 104.

FIG. 1. — Auditorium 104.

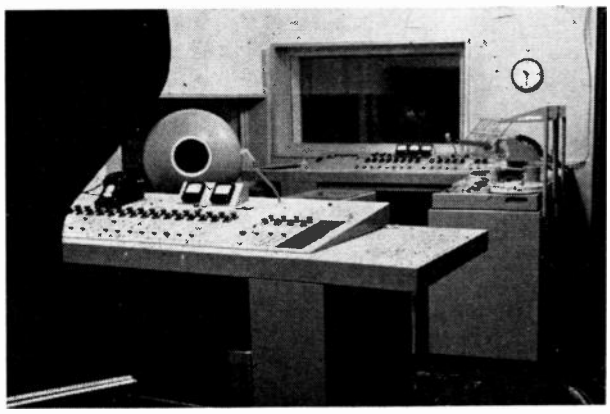


FIG. 2. — Cabine de prise de son principale de l'auditorium 104. Au premier plan, le « pupitre musicien ». Au fond, le « pupitre principal ». La baie vitrée du fond donne vue sur le studio de l'annonceur principal. A gauche, deux baies vitrées.

FIG. 2. — Principal sound control cubicle in auditorium 104. In the foreground the music desk, in the background the principal desk. Window at the back looks into the principal announcer studio. On the left, two windows.

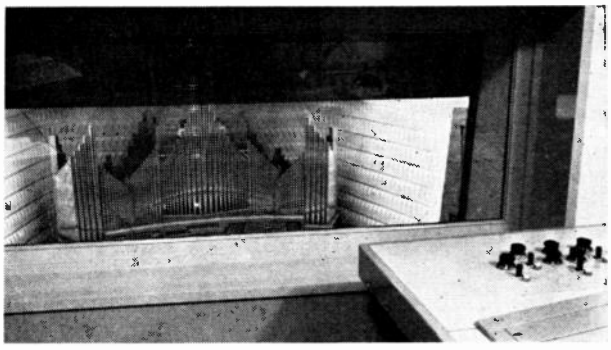


FIG. 3. — L'auditorium 104, vu depuis la baie vitrée du musicien metteur en ondes. On remarque, à droite, l'ensemble de commande des cinq microphones télécommandés.

FIG. 3. — Auditorium 104 seen from the window used by the music producer. On the right may be seen the control arrangements for the remote control microphones.

Les salles de concert ayant reçu des équipements semblables, nous nous bornerons à décrire celui de l'une d'entre elles, l'Auditorium 104.

2.2. L'AUDITORIUM 104 (cf. fig. 1)

2.2.1. *Equipement de prise de son*

Il est rassemblé dans les annexes techniques qui comprennent :

— Une cabine de prise de son principale (fig. 2 et 3) où se trouvent :

● le répartiteur microphonique où aboutissent les câbles venant des 28 prises microphoniques situées dans la salle (16 au sol, réparties sur le podium, et 12 au plafond, accessibles par les passerelles métalliques situées dans les combles).

As in all the Broadcasting House studios the sound pick-up installations of the concert halls have been designed and developed by the research service of ORTF, and made and installed by the Société ALCATEL, which sub-contracted part of the work to the Compagnie Industrielle des Téléphones and the Société LIE BELIN.

Because the concert halls have each been provided with similar equipment, we will describe that of only one among them, Auditorium 104.

2.2. AUDITORIUM 104 (see fig. 1).

2.2.1. *Sound pick-up equipment*

This is distributed over the technical areas which include :

— A principal sound control cubicle (fig. 2 and 3), where are to be found :

● une armoire d'amplificateurs,

● un « pupitre musicien » permettant le mélange simultané de 12 voies microphoniques constituées en 4 groupes (6 voies équipées de correcteurs),

● un « pupitre principal » auquel sont associées deux machines de lecture de disques.

— Un studio de 20 m³ environ pour « l'annonceur principal »

— Une cabine d'enregistrement équipée d'un pupitre de commutation et de contrôle et de 4 magnétophones (installations prévue pour une extension à 6). Dans cette cabine peuvent être enregistrés aussi bien la modulation issue du pupitre musicien » (programme international) que celle issue du « pupitre principal » (programme principal) ou les programmes étrangers.

— Une cabine de mélange des programmes étrangers équipée d'une armoire d'amplificateurs et d'un pupitre de mélange conçu pour faire deux programmes indépendants à partir des voies microphoniques de deux « annonceurs étrangers » et de sources communes (deux machines de lecture de disques, deux magnétophones, le programme international et le programme principal). Seul de cet ensemble, l'équipement de cette cabine ne délivre que de la modulation monophonique.

— Deux petits studios annexes pour les deux annonceurs des « programmes étrangers ».

● the microphone distributor carrying the terminations of cables from 28 studio microphone sockets (16 at ground level distributed over the podium and 12 on the ceiling reached by metal gangways in the roof space),

● an amplifier cabinet,

● a « music desk » providing for the simultaneous mixing of 12 microphone channels in 4 groups (6 channels being equipped with equalisers),

● a « principal desk » with which is associated 2 disk reproducing machines,

— A studio of about 20 cubic metres for the « principal announcer »,

— A recording cubicle equipped with a switching and control desk and 4 tape machines (with provision for extension to 6). In this cubicle it is possible to record at will the signal coming from the « music desk » (which is the international programme) or that from the « principal desk » (which is the principal programme) or the « overseas programmes ».

— A mixing cubicle for overseas programmes equipped with : an amplifier cabinet, a mixing desk designed to produce two independent programmes using microphone channels from two overseas announcers and certain common sources (2 disk reproducing machines, 2 tape machines, the international

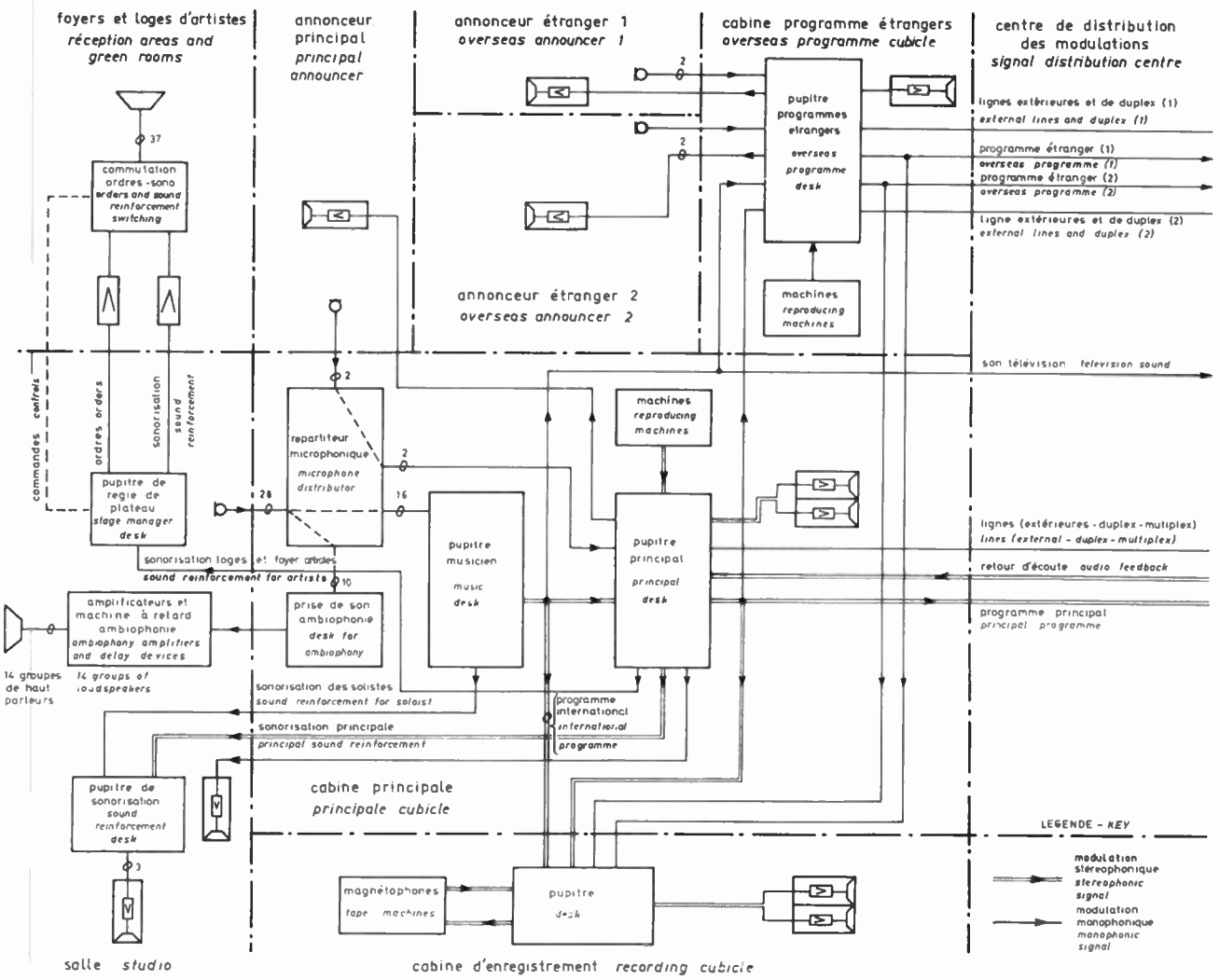


FIG. 4. — Auditorium 104.

Schéma de principe des liaisons de modulation.

Block schematic of signal connections.

Ces locaux, studios et cabines, ont été disposés en ligne, suspendus au plafond à l'arrière de la salle (2e étage par rapport au niveau de l'orchestre). De grandes baies vitrées permettent à tous les opérateurs d'avoir vue sur la salle. De plus, les opérateurs de la cabine principale ont vue sur la cabine d'enregistrement et le studio d'annonceur et l'opérateur de la cabine des « programmes étrangers », sur les studios d' « annonceurs étrangers ».

Le schéma de principe des liaisons de modulation est représenté figure 4.

2.2.2. *Equipements annexes*

2.2.2.1. *Microphones suspendus télécommandés* (fig. 5 et 6)

Afin de faciliter la tâche du musicien metteur en ondes, on a mis à sa disposition des mécanismes lui permettant de télécommander depuis son pupitre les positions de quelques microphones:

— 4 microphones pour des solistes ou des chœurs, dont chacun peut être déplacé à distance le long d'une ligne verticale donnée.

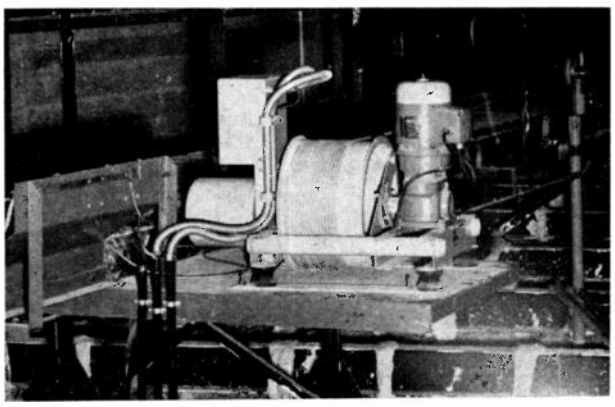


FIG. 5. — Auditorium 104. Photographie de l'un des trois treuils du mécanisme de télécommande du microphone principal.

— Auditorium 104. Photograph of one of the 3 winches in the remote control mechanism for the principal microphone.

Chacun de ces 4 dispositifs est constitué par un treuil entraînant un double tambour sur lequel s'enroulent ou se déroulent deux câbles portant le microphone. On utilise deux câbles identiques pour éviter que le microphone ne tourne pendant son mouvement vertical, condition particulièrement importante lorsqu'il s'agit d'un microphone directionnel. La commande à distance du treuil se fait à l'aide d'un potentiomètre dont la résistance constitue une branche d'un pont de Wheatstone. La branche opposée de ce pont contient une résistence variable en fonction de la position du tambour du treuil. La diagonale de ce pont contient un relais sensible qui commande la mise en marche, l'inversion de marche ou l'arrêt du treuil.

— 1 microphone principal (ou un couple de deux microphones pour la stéréophonie) pouvant être déplacé dans un large volume au-dessus de l'orchestre, suspendu par 3 câbles s'enroulant chacun sur un treuil semblable aux précédents. Ces treuils sont disposés aux sommets d'un triangle qui constitue la base d'un prisme vertical délimitant le volume d'exploration du microphone. La commande est faite par un ensemble de 3 potentiomètres. Des contacteurs de sécurité associés aux poulies de guidage assurent la protection des câbles en arrêtant un moteur dès que la tension d'un câble atteint 12 kg.

La mise en place de ce dernier dispositif a posé de délicats problèmes d'installation et de réglage des sécurités à cause de la grande portée de l'un des câbles (19,50 m).

programme and the principal programme). The equipment of this cubicle is the only part of the whole assembly which is limited to monophony.

— Two small auxiliary studios for the 2 announcers of the « overseas programmes ».

These rooms, studios and cubicles are arranged in line, just below ceiling level at the back of the studio (on the second storey in relationship to the level of the orchestra). Large glass windows provide : for all operators a view of the studio, for the operators in the principal sound control cubicle a view of the recording cubicle and the announcer's studio, for the operator in the overseas programme cubicle a view of the studios for the overseas announcers.

The basic arrangement of the interconnections is shown in figure 4.

2.2.2. *Associated equipment*

2.2.2.1. *Remote control suspended microphones* (fig. 5 and 6)

The music producer, to assist him in his work, has remote control from his desk of the positions of certain microphones : they are :

— 4 microphones for soloists or choirs, each of which can be moved remotely along a given vertical line. Each of these 4 devices consists of a winch with a double drum on which are wound or unwound two cables carrying the microphone. 2 identical moving cables are used to prevent the microphone turning during its vertical movement, a circumstance which is particularly important when it is a directional microphone. The remote control of the winch is operated by a potentiometer whose resistance is one branch of a Wheatstone bridge. The opposite branch in this bridge contains a resistance which varies in relation to the position of the winch drum. The diagonal of the bridge contains a sensitive relay which controls the start, stop and reversal of the winch.

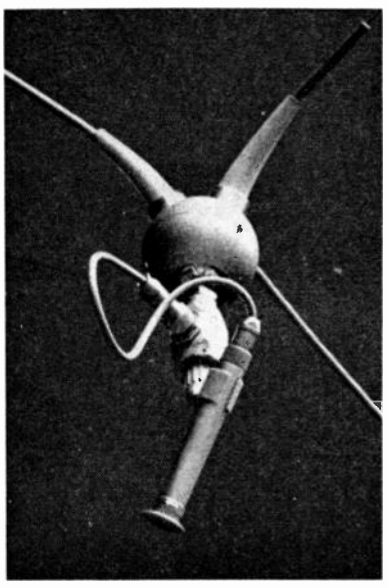


FIG. 6. — Fixation du microphone principal à l'extrémité de ses trois câbles de télécommande. En cas de prise de son stéréophonique, on adjoint à ce dispositif une petite potence permettant de fixer et raccorder deux microphones et de régler leur écartement et leurs directions.

— The fixing of the principal microphone at the end of its 3 remote control cables. In stereophonic case there is added to this arrangement a small bracket making it possible to fix and align 2 microphones and to regulate their spacing and their orientation.

Tous les potentiomètres de commande sont rassemblés sur une platine fixée sur le « pupitre musicien ».

Les treuils, ainsi que les tubes et les poulies guidant les câbles à la traversée du plafond en staff, sont fixés à l'ossature métallique des combles supportant le faux plafond de la salle.

Le matériel constituant cet ensemble est de fabrication allemande (ELEKTRO-MESSTECHNIK-FRANZ). L'installation en a été faite sous la responsabilité de la Société PÉRÈS.

2.2.2.2. *Sonorisation*

Il a été prévu dans cette salle deux sonorisations distinctes :

— La première est d'un type traditionnel. Elle a pour but soit de renforcer une source sonore de puissance insuffisante (chanteur, orchestre de jazz), soit de faire entendre dans la salle une annonce ou un programme venant de l'extérieur. Dans les deux cas, elle peut être soit monophonique soit stéréophonique. Elle est faite au moyen de trois haut-parleurs en enceintes sphériques suspendus au plafond qui, dans certains cas, peuvent être remplacés par trois enceintes situées sur le podium. Elle est contrôlée (choix des haut-parleurs, réglage du niveau d'écoute) à l'aide d'un petit pupitre placé au milieu du parterre (fig. 7). Ce pupitre est mobile et peut être aisément retiré lorsqu'il ne doit pas servir Une liaison téléphonique permet au technicien affecté à ce réglage de parler avec l'opérateur du « pupitre principal ». Les

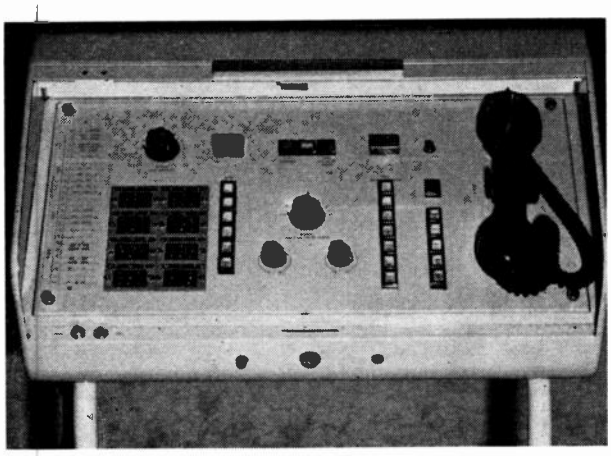


FIG. 7. — Platine de commande du pupitre de sonorisation.

— Control panel in the sound reinforcement desk.

amplificateurs utilisés sont chacun d'une puissance de 40 watts (1 amplificateur par haut-parleur). Pour éviter toute perte de niveau, on les a placés près des haut-parleurs eux-mêmes (dans les combles pour les enceintes suspendues).

Chacune des enceintes sphériques de plafond est tenue entre deux cercles métalliques et suspendue par deux câbles d'acier au tambour d'un treuil manuel permettant de descendre l'appareil jusqu'au sol. Des dispositifs de sécurité empêchent le treuil de se dérouler sous le poids de l'enceinte, en l'absence d'opérateur.

Cette installation a été réalisée par la SOCIÉTÉ ARTISTIQUE FRANÇAISE (S.A.F.).

— La deuxième sonorisation a essentiellement pour but de modifier l'acoustique de la salle. Celle-ci a, en effet, un temps de réverbération assez court (1,7 secondes) qui convient pour l'audition d'un orchestre normal mais serait trop bref pour les très grandes formations et, en particulier, pour l'orgue.

— 1 principal microphone (or an assembly of two microphones for stereophony) which can be moved within a large volume over the orchestra and is suspended by 3 cables, each on a winch similar to that earlier described. These winches are placed at the corners of a triangle which forms the base of a vertical prism defining the volume within which the microphone can be moved. Control is achieved by an arrangement of 3 potentiometers. Safety switches associated with guiding pulleys protect the cables by stopping a motor as soon as the tension of the cable reaches 12 kg.

These were installation problems in setting up this arrangement and in balancing the tensions of the cables because of the considerable length of one of them (19.50 metres).

All the control potentiometers are together on a panel fixed on the music desk.

The winches, as well as the tubes and pulleys which guide the cables across the ceiling, are fixed within the roof space to the metal framework supporting the false ceiling.

The equipment forming this assembly is of German manufacture (Elektro-Messtechnik-Franz). The installation was the responsibility of the Société PÉRÈS.

2.2.2.2. *Sound reinforcement*

Two separate kinds of sound reinforcement have been provided in this hall :

— The first is a conventional kind. It is for the purpose either of strengthening a sound source having insufficient power (a singer, a jazz orchestra) or to make audible within the hall an announcement or a programme coming from elsewhere. In either instance monophony or stereophony is available. The system uses three loudspeakers in spherical enclosures suspended from the ceiling which, in certain instances, can be replaced by 3 enclosures on the stage. It is controlled (as to the choice of the loudspeakers and the adjustment of the listening level) by a small desk placed in the middle of the pit (fig. 7). This is a mobile desk and can be withdrawn easily when it is not required. A telephone is provided so that the technician associated with this control can speak with the operator of the « principal desk ». The amplifiers used each have a power of 40 W (one amplifier for each loudspeaker). To avoid any loss of level these have been placed close to the loudspeakers themselves (in the roof space for the suspended enclosures).

Each of the suspended spherical enclosures is held between two metallic rings and hangs by two steel cables from the drum of a manual winch which allows the equipment to be lowered to the ground. Safety devices prevent the winch unwinding under the weight of the enclosure in the absence of the operator.

This installation has been provided by the SOCIÉTÉ ARTISTIQUE FRANÇAISE (S.A.F.).

— The second sound reinforcement system is basically for the purpose of modifying the acoustics of the hall. This has a fairly short reverberation time (1.7 seconds) which is suitable for a normal orchestra but is too short for very large formations and particularly for the organ.

This sound reinforcement makes it possible to increase artificially the reverberation time within very wide limits (reaching 3 seconds for the organ) while producing the acoustic qualities of a room much larger than the real one (a condition which is necessary if one whishes not to give the impression of too large an echo in a room which is too small). The procedure used is that called « ambiophony », developed by the PHILIPS COMPANY. The installation consists essentially of (see fig. 4) :

- an independent sound chain (a small mixing desk with 10 microphone channels placed in the principal cubicle),
- a distribution chain consisting of :

— 10 power amplifiers,

Cette sonorisation permet d'augmenter artificiellement ce temps de réverbération dans des limites très larges (pouvant atteindre 3 secondes pour l'orgue), tout en créant l'acoustique d'une salle virtuelle plus vaste que la salle réelle (condition nécessaire si l'on ne veut pas donner l'impression d'une réverbération trop grande dans une salle trop petite). Le procédé utilisé est celui de « l'ambiophonie » mis au point par la SOCIÉTÉ PHILIPS. L'installation consiste essentiellement en (cf fig. 4) :

● une chaîne de prise de son indépendante (petite console de mélange à 10 voies microphoniques placée dans la cabine principale) ;

● une chaîne de diffusion comprenant :

— 10 amplificateurs de puissance,

— 1 machine à retard (magnétophone muni d'une tête d'enregistrement, plusieurs têtes de lecture et une tête d'effacement. La bande magnétique utilisée forme une boucle de 115 cm de longueur. Vitesse de défilement : 76 cm/s)

— 1 ensemble de haut-parleurs répartis dans la salle : au plafond (24 haut-parleurs de graves), sur des corniches latérales (14 haut-parleurs) et sous le balcon (33 haut-parleurs disposés en ligne et orientés alternativement vers l'avant et vers l'arrière de la salle).

La modulation subit, avant d'être diffusée dans les haut-parleurs des retards déterminés pour que l'auditeur ait l'impression d'une diffusion du son par des parois fictives plus éloignées que les murs de la salle. Toute cette installation a été réalisée par la SOCIÉTÉ PHILIPS.

2.2.2.3. *Réseau d'ordres et de sonorisation des régies de plateau*

Les foyers et les loges d'artistes, communs à l'ensemble des salles publiques, sont reliés à chacune des salles par l'intermédiaire d'un réseau de sonorisation et d'ordres, commandé depuis chaque salle par un « pupitre de régie de plateau » (fig. 8). Ce pupitre permet au régisseur de plateau de transmettre aux artistes devant participer à un spectacle ou à un concert, avant leur entrée en scène, une sonorisation de ce spectacle ou des indications sur le déroulement de celui-ci.

Ce réseau a été installé par la société ALCATEL.

2.2.2.4. *Equipement télévision*

L'exploitation du grand auditorium devait être à l'origine purement sonore. L'installation permanente d'équipements de prise de vues s'est néanmoins révélée intéressante pour assurer, de façon régulière, la retransmission télévisée des manifestations lyriques ou des grandes formations.

La nature-même de ces émissions fixait dès lors nécessairement le type de coexistence des deux exploitations sonore et visuelle : la prise de son devait être unique, le réalisateur de l'émission télévisée choisissant ses sources d'images en fonction de la partition. C'est pourquoi l'installation TV se réduit strictement aux équipements de prise de vues, de mélange et de contrôle nécessaire à la fabrication d'un programme image. L'installation prévue est conforme à l'installation vidéo-type décrite par ailleurs.

Les locaux TV sont indépendants et comprennent une régie image et une salle d'équipements.

L'utilisation de caméras dotées d'optique à focale continuement variable permet de réaliser facilement des travellings optiques, par lesquels le jeu de chaque exécutant peut être saisi.

L'installation de l'équipement vidéo ayant été différée pour des raisons budgétaires l'exploitation de cette salle peut se faire avec les caméras du studios de variétés 102 à partir de la régie de ce studio.

2.3. LES AUTRES SALLES DE CONCERT

L'équipement de prise de son du studio de 8 000 m³ (studio 103) ainsi que la disposition des locaux techniques sont identiques

— a delay machine (a tape machine provided with a recording head, several reproducing heads and one erasure head. The magnetic tape is in the form of a loop 115 centimetres long at a speed of 76 centimetres per second),

— an arrangement of loudspeakers distributed within the studio, being on the ceiling (24 low frequency loudspeakers), on the side cornices (14 loudspeakers), and under the balcony (33 loudspeakers arranged in a line and facing alternately towards the front and the back of the hall).

Before the sound is distributed by the loudspeakers it undergoes delays arranged so that the listener has the impression of the reflection of the sound by fictitious boundaries further away than the walls of the room. All this installation has been designed by the PHILIPS COMPANY.

2.2.2.3. *Sound control system for stage management*

The reception areas and the green rooms common to the group of audience studios are connected to each of the studios by a sound system and material can originate from each studio by way of a stage manager's desk (fig. 8). This desk allows the stage manager to provide for performers a feed from the show before their own entry onto the stage, or information about the running of the show.

This network has been installed by the Société ALCATEL.

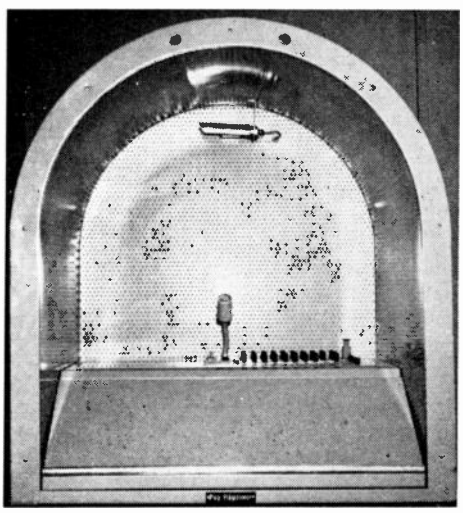


FIG. 8. — Pupitre de régie de plateau. Cet équipement est placé à l'intérieur d'une cabine insonorisée « Outelec » et peut donc être utilisé même en cours d'émission ou d'enregistrement.

— Stage manager's desk. This equipment is placed with a soundproofed "Outelec" cubicle and can therefore be used even during transmission or recording.

2.2.2.4. *Television equipment*

Basically the big auditorium is arranged for sound broadcasting. The permanent installation of vision pick-up equipment has nevertheless been worth while so as to provide a regular opportunity for the televised transmission of choral events or major orchestras.

Because of the nature of these occasions, facilities have to be available for the simultaneous operation of the two modes, sound and television. There can be only one sound source, the producer of the television transmission choosing his vision source according to the score. That is why the television installation is confined strictly to vision equipment with mixing and

à ceux de l'Auditorium 104. Parmi les équipements annexes, notons : un microphone télécommandé à 3 treuils et un pupitre de régie de plateau. L'auditoire admis dans ce studio étant très restreint, il n'a pas été prévu de sonorisation.

Les équipements de prise de son des salles 105 et 106 sont semblables à ceux de l'Auditorium 104 : ils ne permettent chacun de constituer qu'un seul « programme étranger » et la cabine de prise de son de ce programme a été confondue avec la cabine d'enregistrement. Les équipements annexes sont notablement moins importants. La salle 105 possède : un microphone télécommandé à 3 treuils, un pupitre de régie plateau et une sonorisation semblable à la première sonorisation de l'Auditorium 104.

3. Les salles de variétés

En plus des salles de concert, les grandes salles de la Maison de l'ORTF comportent deux salles de variétés pouvant recevoir du public et plus spécialement orientées vers la production télévisée, les salles 102 et 101.

3.1. Théatre 102 (fig. 9)

Ce théâtre peut recevoir 812 spectateurs. Il a été équipé pour permettre trois types de productions :

— représentations publiques de théâtre ou de music-hall,
— productions télévisées avec ou sans public,
— productions sonores avec ou sans public.

controls necessary for the formation of a vision programme. The arrangement used is similar to the typical video installation described elsewhere.

The television areas are independent, being vision control and equipment rooms.

The use of cameras with zoom lenses make it possible easily to produce optical close-ups by which the playing of each performer can be portrayed.

The installation of video equipment having been deferred for budgetary reasons, this hall is used with studio cameras belonging to the variety studio 102.

2.3. Other concert halls

The sound equipment of the 8,000 cubic metre studio (studio 103) and the arrangement of the technical areas are identical with those of the auditorium 104. Among the associated equipment particular note may be made of a remotely controlled three-winch microphone and a stage manager's desk. Since the audience admitted to this studio is limited, no sound reinforcement arrangements have been provided.

The sound equipments of studios 105 and 106 are similar to those of the auditorium 104. They each provide for only a single overseas programme and the sound cubicle for this programme has been merged with the recording cubicle. The auxiliary equipment is noticeably less elaborate. Studio 105 has a remote control microphone with three winches, a stage manager's desk, and sound reinforcement similar to the first type of sound reinforcement installation in the auditorium 104.

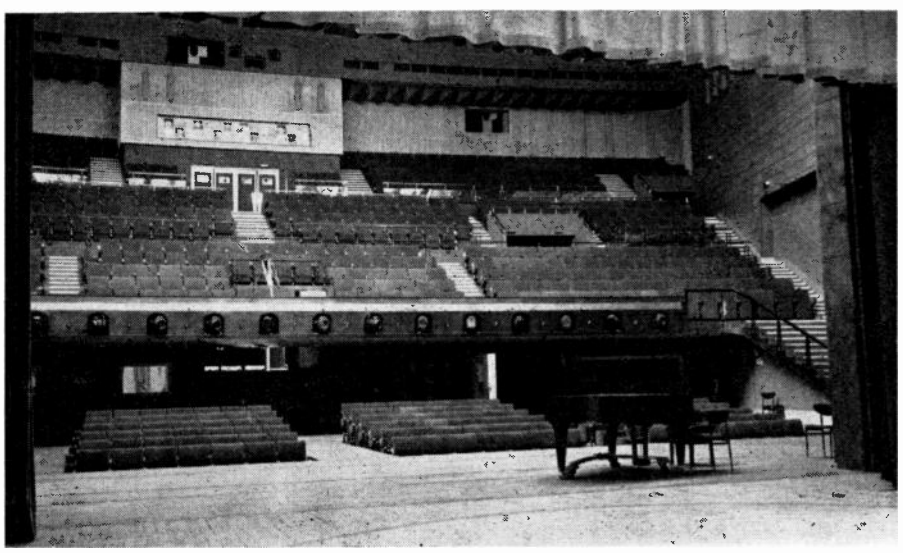


Fig. 9. — Le théâtre 102 vu depuis la scène. Sous le balcon, à droite, on distingue la baie vitrée de la régie télévision. La cabine de prise de son occupe une position symétrique. Dans l'axe de la salle, en haut : la cabine de projection Eidophore. Au-dessous : la cabine de projection cinéma. Pour escamoter les fauteuils d'orchestre, on bascule les deux surfaces supportant les fauteuils. On obtient alors une aire plane permettant l'évolution des caméras de télévision.

Fig. 9. — Theatre 102 seen from the stage. Under the gallery on the right can be seen the window of the television control gallery. The sound control cubicle occupies a corresponding position. Down the centre of the studio, above : the Eidophore projection cubicle. Below, the film projection cubicle. To remove the orchestra stalls one pivots the two surfaces carrying the seats. In this way a flat area is obtained for the movement of television cameras.

3.1.1. *Coexistence Radio-Télévision*

C'est en fonction de ces multiples possibilités de productions qu'a été définie la coexistence des deux exploitations sonore et visuelle : les prises de son radio et T.V devaient être totalement indépendantes.

En effet, les problèmes posés par la prise de son en télévision et radiodiffusion sont très différents.

En télévision, la présence de l'image permet d'être moins exigeant sur la qualité intrinsèque du son sauf dans le cas de

3. Variety studios

In addition to the concert halls, the large studios at Broadcasting House include two variety studios capable of taking a public audience and arranged particularly to favour television productions, these being studios 102 and 101.

retransmissions lyriques mais implique, par contre, la permanence sonore pendant le déplacement des acteurs, sans micros ou ombres portées dans le champ de vision.

En radiodiffusion et singulièrement en modulation de fréquence, la disposition et le nombre de micros ne créent pas de difficultés mais la qualité la meilleure est exigée.

Les deux équipements de prise de son sont donc strictement indépendants, sauf pour les réseaux d'ordres et d'interphone permettant, en particulier, de communiquer avec les moyens communs : machinerie de théâtre, éclairage, cabines de projection.

L'installation de prise de son TV est décrite en détail dans l'article consacré aux équipements vidéo.

3.1.2. *Installation de prise de son Radio*

L'équipement de prise de son du théâtre 102 comprend :

— un répartiteur microphonique où aboutissent les câbles venant des 31 prises microphoniques de la salle (8 dans la fosse d'orchestre, 8 sur scène, 12 dans les services au-dessus de la scène, 1 « micro-trappe », 1 microphone d'ambiance, 1 microphone télécommandé à déplacement vertical).

— une armoire d'amplificateurs.

— un pupitre permettant le mélange simultané de 12 voies microphoniques constituées en 3 groupes et de 3 groupes de sources auxiliaires (un annonceur, 3 machines de lecture de disques, 3 magnétophones, lignes extérieures, modulation provenant de la cabine cinéma).

Cet équipement est rassemblé dans une cabine située à l'arrière de la salle, au niveau du parterre, d'où l'opérateur a vue sur la scène.

Deux petits studios d'annonceurs sont associés à un équipement réduit de prise de son situé dans la même cabine et permettant de constituer deux « programmes étrangers ».

L'un de ces studios d'annonceur peut également être utilisé en liaison avec la régie de télévision.

3.1.3. *Les particularités de l'installation vidéo*

L'installation vidéo du studio 102 est conforme à l'installation type décrite dans l'article sur les équipements vidéo.

Toutefois, l'utilisation régulière de cette salle pour des émissions publiques comme Télé-Dimanche nécessitant de nombreuses liaisons extérieures, les moyens considérables dont elle est dotée au point de vue théâtre, ont conduit à une installation vidéo ayant les possibilités suivantes :

— L'équipement de prise de vues comporte cinq caméras et une caméra de secours, alors que la dotation normale d'un studio est quatre caméras et une caméra de secours.

— La salle comprend deux cabines de projection film, la première équipée de deux projecteurs 35 mm, la deuxième de deux projecteurs 16 mm.

— La salle comprend également un appareil de projection sur grand écran du type « EIDOPHORE », surtout utilisé pour renvoyer sur l'écran les sources extérieures.

Le projecteur « Eidophore » permet la projection à partir d'un signal vidéo complet (signal d'image simple ou luminance + signaux de synchronisation) de l'image correspondante sur un grand écran. Le principe de l'appareil est le suivant :

Une mince pellicule d'huile est étendue sur un miroir concave métallisé. Cette pellicule est éclairée par une importante source lumineuse au xénon. Grâce à un système optique approprié, la lumière n'est pas renvoyée sur l'écran aussi longtemps que la pellicule d'huile est immobile. Lorsque la pellicule se déforme sous l'action d'un pinceau électronique modulé par le signal vidéo par le jeu de forces électrostatiques (le miroir métallisé et la couche d'huile jouent le rôle de condensateur), la lumière est renvoyée sur l'écran proportionnellement à la modulation du pinceau électronique.

3.1. THEATRE 102 (fig. 9).

This studio can take an audience of 812. It has been equipped for three kinds of production :

— public theatrical or music-hall performances,
— televised productions with or without an audience,
— sound productions with or without an audience.

3.1.1. *The coexistence of radio and television*

It is in relationship to these diverse production possibilities that arrangements have had to be made for the coexistence of the two modes, sound and vision. The sound pick-up for radio and for television must be quite independent.

The problems posed by sound pick-up in television and in radio are very different.

In television, the existence of the picture makes it possible to be less demanding about the intrinsic quality of the sound except in the case of choral transmissions but does impose, on the other hand, the requirement that sound should remain unaffected while the performers move about, with neither the microphones nor their shadows appearing in the field of vision.

In radio, and particularly in frequency modulation, the disposition and number of microphones presents no difficulties but the very best quality is required.

The two sound equipments are therefore quite independent except for the control and talkback circuits offering communication with common services such as the stage apparatus, the lighting, and the projection cubicles.

The installation for television sound is described in detail in the paper concerned with video equipment.

3.1.2. *Installation for radio sound*

The sound equipment in theatre 102 includes :

— a microphone distributor terminating the cables coming from 31 microphone positions in the room (8 in the orchestral pit, 8 on the stage, 12 in the services above the stage, 1 trap microphone, 1 atmosphere microphone and 1 remote control microphone with vertical movement),

— an amplifier cabinet,

— a desk for the simultaneous mixing of 12 microphone channels in 3 groups and 3 groups of auxiliary sources (an announcer, 3 disk reproducing machines, 3 tape machines, external circuits and signals coming from the cinema cubicle).

This equipment is in a cubicle at the back of the studio, at pit level, from which the operator has a view of the stage.

Two small announcer studios are associated with a minor sound equipment placed in the same cubicle and provide facilities for the setting up of two overseas programmes.

One of these announcer studios can also be used in liaison with the television control.

3.1.3. *Special characteristics of the video installation*

The video installation of studio 102 is similar to the basic installation described in the article about video equipment.

However, the regular use of this studio for public transmissions such as « Tele-Dimanche » involving many external connections, together with the extensive facilities provided from a theatrical point of view, have led to a video arrangement having the following features :

— The vision pick-up equipment includes 5 cameras and a standby camera while the normal rate of equipment for a studio is 4 cameras and 1 standby.

— The studio includes 2 film projection cubicles, the first having two 35 mm projectors, and the second having two 16 mm projectors.

— The studio includes equipment for large screen projection of the EIDOPHORE type.

WRH

— La nécessité de brasser des sources extérieures nombreuses, en particulier pour l'émission Télé-Dimanche ou des émissions de jeu, et d'alimenter l'eidophore et des récepteurs grand modèle pour le public, a imposé d'utiliser complètement les possibilités d'un présélecteur pour lui faire assurer les trois fonctions suivantes (fig. 10) :

● Sélection d'une source extérieure parmi trois, aux fins d'asservissement. A cet effet, le présélecteur reçoit sur ses trois premières entrées les sources extérieures en signal complet (signal d'image simple + signaux de synchronisation). Par télécommande on peut affecter l'une de ces trois entrées à la première sortie. Cette sortie est renvoyée dans un séparateur qui extrait d'une part

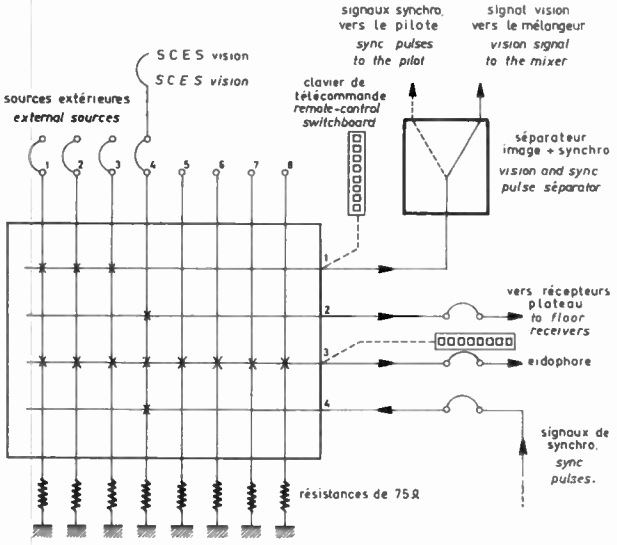


FIG. 10. — Théâtre 102.
Schéma synoptique du présélecteur.
Functional diagram of the pre-selector.

les signaux de synchronisation qui sont utilisés pour asservir le générateur de synchronisation local, d'autre part le signal d'image désormais synchrone, qui est envoyé au mélangeur.

● Affectation à la 4e entrée du présélecteur d'une sortie de contrôle des effets spéciaux (trucage). Le signal qui est un signal d'image simple, reçoit dans le présélecteur les signaux de synchronisation. Cette entrée est connectée en permanence à la deuxième sortie qui est renvoyée sur la platine de brassage.

● les entrées 5 à 8 sont renvoyées sur la platine de brassage et peuvent donc recevoir n'importe quelle source en signal complet : en effet la troisième sortie qui peut prendre par télécommande chaque entrée du présélecteur alimente l'eidophore.

Enfin pour faciliter l'exploitation de cette salle aussi bien pour la prise de son que la prise de vue, les régies ont été disposées sur le même plan que le plateau. Cette disposition permet au preneur de son et au réalisateur de venir aisément et rapidement sur le plateau, pendant la préparation. Cette disposition s'est également révélée très satisfaisante lors des émissions publiques.

3.1.4. *Equipements scéniques*

Le théâtre 102 possède, comme tout théâtre, des équipements scéniques classiques : cintres, différents rideaux, projecteurs, machineries diverses, mais il a également été doté de dispositifs moins répandus :

— scène tournante,
— fosse d'orchestre escamotable,
— aire d'évolution des caméras basculable.

En effet l'existence obligatoire pour les productions télévisées d'une telle aire, risquait de réduire aux seuls balcons les fauteuils réservés au public.

Une solution originale a tenu compte de ces deux impératifs : l'aire peut pivoter autour de son grand axe horizontal : au verso, sont fixées les rangées de fauteuils d'orchestre.

The EIDOPHORE projector offers projection on to a large screen using a video signal (the vision signal alone or luminance + sync. pulses) on a large screen. The principle of the apparatus is as follows :

A thin film of oil is spread over a concave metallised mirror. This skin of oil is lit by a powerful xenon source. By the use of a suitable optical system light is not transmitted to the screen as long as the skin of oil is motionless. When the skin of oil is distorted under the action of an electronic brush modulated by the video signal (bringing into play electrostatic forces with the metallised mirror and the layer of oil playing the role of a condenser) light is sent on to the screen in proportion to the modulation of the electronic brush.

This apparatus is used, above all, to display external sources on the screen.

— The necessity of organising numerous external inputs, in particular for the « Tele-Dimanche » emission or for the transmission of games and for feeding the EIDOPHORE and large screen receivers for the audience, has made it necessary to use a pre-selector to cover the three following functions (see fig. 10) :

● Selection of one exterior source from three by remote control.

The pre-selector takes on its 3 first inputs the external sources in the form of complete signals (vision signal + synchronisation pulses). By remote control, one of these 3 inputs can be connected to the first output. This output is connected to a separator which extracts on the one hand the synchronisation pulses which are used to control the local synchronisation generator, and on the other hand the vision signal, up to now synchronous, which then goes to the mixer.

● Association of 4th input of the pre-selector with the output of a special effects control (trick shots). This signal, which is a simple vision signal, receives synchronisation pulses in the pre-selector. This input is permanently connected to the second input which goes to the desk.

● Inputs 5 to 8 are connected to the control panel and can therefore receive any source. The third output which can be connected by remote control to each input of the pre-selector, feeds the EIDOPHORE.

In order to assist the use of this studio for sound as well as for vision, the control areas have been arranged on the same level as the stage. This arrangement allows the sound control operator and the producer to go easily and quickly on to the stage during a rehearsal. This arrangement has also shown itself to be very satisfactotry in connection during audience shows.

3.1.4. *Scenic equipment*

Theatre 102 has all the conventional scenic equipment of a theatre such as boxes, several curtains, projectors, and miscellaneous machinery, but it also has some rather less usual devices such as :

— a rotating stage,
— a retractable orchestra pit,
— a manoeuvering area for cameras.

The necessity in television production of having such an area might have meant that only the balcony could be reserved for audience seating.

A novel solution has reconciled these two requirements : the open area pivots along its main horizontal axis and on the other side are fixed the seats of the orchestra stalls.

In addition to this scenic provision the theatre has the following ancillary equipment :

— a sound reinforcement installation similar to the first sound reinforcement equipment of auditorium 104,

Ajoutons que, en complément à cet équipement scénique, ce théâtre est doté des équipements annexes suivants :

— une installation de sonorisation semblable à la première sonorisation de l'Auditorium 104.

— un pupitre de régie du plateau donnant accès au réseau d'ordres et de sonorisation des loges et des foyers d'artistes. Ce pupitre permet également au régisseur de plateau de correspondre pendant un spectacle, au moyen d'un réseau de signalisations lumineuses, avec différents points de la scène où il peut atteindre des artistes ou des machinistes.

3.2. Studio 101

Ce studio, qui peut recevoir 100 personnes, est réservé à la production télévisée et plus particulièrement à des émissions de jeu ou de variétés.

Il a été prévu pour une exploitation radio et télévisée ; les équipements qui y sont installés sont des équipements types de la Maison de l'ORTF.

4. Conclusion

L'installation des grandes salles de la Maison de l'ORTF a permis de grouper, pour la première fois et de façon permanente, dans une même salle, des équipements de production radio et télévision. Il est peut être encore trop tôt, après quelques mois d'exploitation, pour dégager des conclusions définitives sur cette coexistence.

Néanmoins, un certain nombre de points semblent acquis :

— la retransmission de concerts, d'ailleurs mise en œuvre avec des équipements mobiles de façon régulière, soit du grand auditorium, soit d'autres salles ne crée aucune difficulté, l'image devant ici être l'auxiliaire pour éclairer l'exécution de la partition et la prise de son étant uniquement radio.

— l'exploitation d'un studio, dotée d'équipements de prise de son radio pour la production télévisée, impose quelques aménagements et il semble qu'au studio 101 on s'oriente vers une production essentiellement télévisée.

— l'exploitation d'un studio avec des équipements de prise de son radio et télévision indépendants paraît évidemment une solution coûteuse, mais très souple, tout au moins dans le cas d'enregistrement décalé ou d'émissions de music-hall. L'expérience au théâtre 102 n'a pas encore été faite d'une « dramatique» enregistrée simultanément en radio et en télévision. Cette mise en œuvre paraît difficile et nécessitera sans doute que la prise de son radio sacrifie peut-être un peu de sa qualité, en acceptant que les micros n'apparaissent pas dans le champ de l'image. Il est vrai que l'utilisation de micros H.F. peut apporter une solution intéressante au problème de la coexistence « pacifique » des deux exploitations.

— a stage manager's desk connected to the control and sound circuits in the reception areas and green rooms. This desk allows the stage manager also to communicate, during a performance, with different parts of the stage where he can reach artists or technicians by means of a network of lamp signals.

3.2. Studio 101

This studio, which can take an audience of 100, is used for television productions and particularly for the transmission of games or of variety.

It has been arranged for use in radio or in television and the equipment installed in it is the basic equipment of Broadcasting House.

4. Conclusion

The arrangement in the main studios of Broadcasting House has made it possible to group together, for the first time and in a permanent manner within the same studio, production equipments for radio and for television. It is perhaps a little too early after just a few months of use to arrive at any positive conclusions about this sharing.

However, a certain number of points do seem to have emerged :

— the transmission of concerts, usually requiring conventional outside broadcast equipment, does not produce any difficulty either from the big auditorium or from other studios, the picture in this case being an aid to the clear presentation of the score, and the sound pick-up being exclusively a radio matter.

— the use for television productions of a studio basically equipped for sound radio does impose some limitations and it seems that in studio 101 there is a tendency towards wholly television production.

— the use of a studio with independent sound installations for radio and for television is obviously a costly solution but very flexible, at least in the instance of staggered recording or music-hall transmissions. There has not yet been any experience in theatre 102 of a play recorded simultaneously in radio and in television. This operation would seem to be difficult and without doubt would require that sound pick-up for radio should sacrifice perhaps a little of its quality in accepting that a microphone should not appear within the vision field. The use of radio microphones could provide an interesting solution to the problem of peaceful coexistence for the two modes.

Ch TOUZEAU
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Engineer, Telecommunications

Les liaisons et les commutations

Connections and switching

1. Situation des locaux. Numérotation des studios

Le choix de la solution retenue pour le câblage et la distribution téléphonique est justifié par la situation des bureaux et des locaux techniques ; aussi nous donnerons quelques indications sur ce sujet.

La figure 1 représente schématiquement la situation et la

1. Situation of the offices. Numbering of the studios

The layout of the wiring and telephone distribution is related to the disposition of the offices and the technical areas so we will give some information on this subject.

Figure 1 represents schematically the placing and the numbering of the middle-sized studios and audience studios within

FIG. 1. — Plan de numérotation des studios.

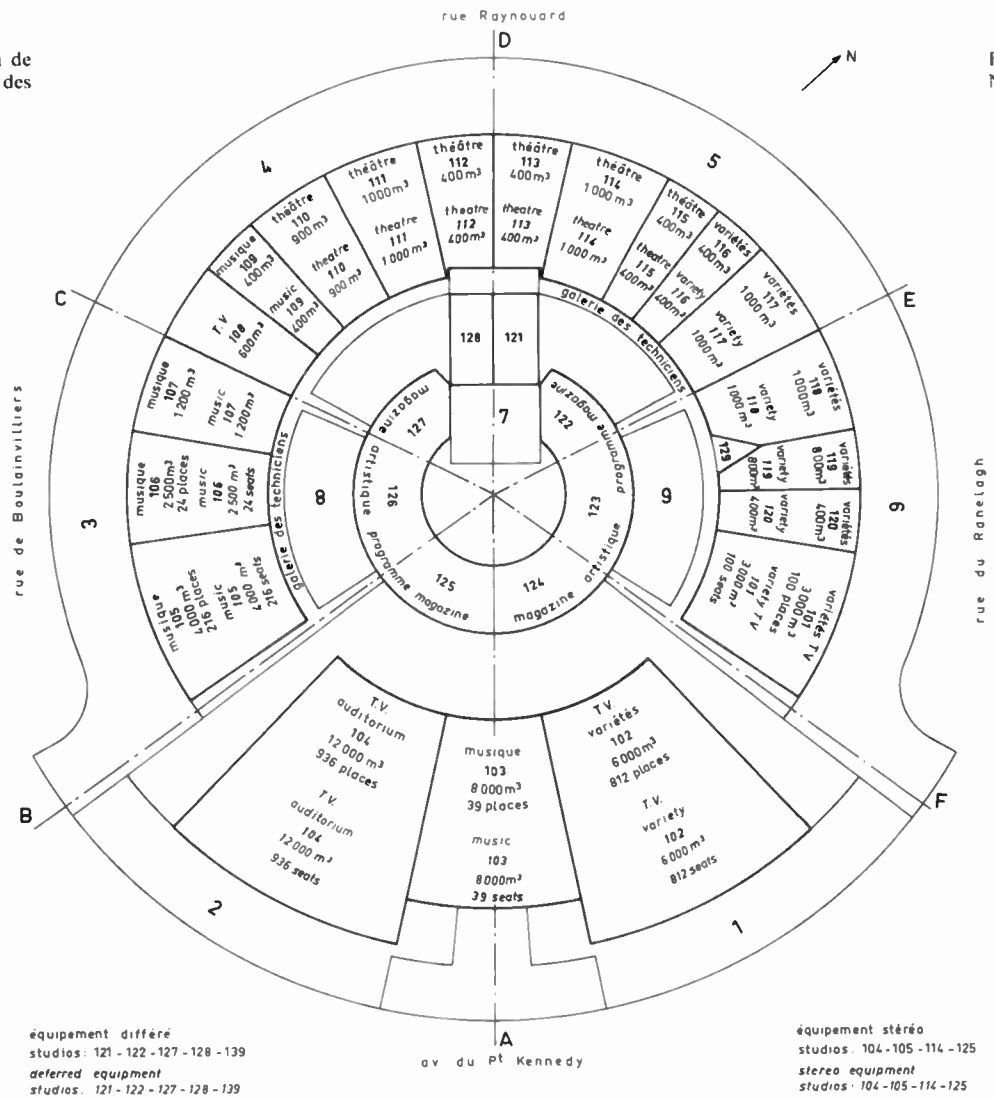


FIG. 1. — Studio Numbering Plan.

équipement différé
studios : 121 - 122 - 127 - 128 - 139
deferred equipment
studios : 121 - 122 - 127 - 128 - 139

équipement stéréo
studios : 104 - 105 - 114 - 125
stereo equipment
studios : 104 - 105 - 114 - 125

numérotation des studios moyens et des salles publiques dans l'édifice ; un numéro à 3 chiffres a été attribué à chaque studio : le chiffre des dizaines indique l'étage, celui des unités permet de repérer le local sur la périphérie de la couronne. Par ailleurs, ce numéro sera exclusivement utilisé :

— pour le repérage des câbles de raccordement au répartiteur général ;

— sur les commutateurs téléphoniques, de modulation et de la distribution d'écoute pour l'établissement des liaisons d'exploitation et l'identification des commutations.

● La couronne avant — 6 étages — contient, dans ses niveaux inférieurs, les foyers d'accueil du public ; dans ses niveaux supérieurs : 250 bureaux réservés à la Direction Générale, à l'Inspection Générale, à la Direction de l'Exploitation du réseau, le Centre nodal de télévision, deux studios dont un est associé au Centre de Renseignements - Inter Service Route.

● La couronne arrière — 10 étages — contient dans ses niveaux inférieurs les foyers d'accueil des artistes ; dans ses niveaux supérieurs : 700 bureaux réservés aux Services artistiques, d'information, administratifs, techniques, 6 studios d'information pour les émissions destinées à la métropole, 6 studios de 200 m³ magazine-information, 11 studios-cabine de programme pour les émissions vers l'étranger et l'Outre-Mer généralement sur ondes décamétriques (O.C.), 6 cellules de montage, lecture et enregistrement ; ces studios sont situés dans les 3ᵉ, 4ᵉ et 5ᵉ étages.

● La couronne intermédiaire basse comprend dans les deux secteurs avant les deux grandes salles publiques et le studio de musique de 8 000 m³ ; dans les secteurs arrière : 14 studios moyens (musique, théâtre, variétés), un studio moyen équipé en télévision, un studio de variétés 3 000 m³ mixte télévision - radiodiffusion, un studio de musique 4 000 m³ ; en sous-sol : six chambres d'écho.

● La couronne intérieure — 6 étages — contient au 1ᵉʳ étage : 6 studios de montage ou magazine artistique ; au 2ᵉ étage ; 6 cabines de programme pour les émissions destinées à la métropole ; au 3ᵉ étage : les commutateurs téléphoniques, le répartiteur général, le centre distributeur de modulation ; dans les étages supérieurs : la discothèque, la phonothèque, et les bibliothèques musicale et dramatique.

● La tour — 20 étages — où sont emmagasinées les collections de disques et de bandes magnétiques, et l'aile de liaison raccordant la tour à la couronne arrière, contiennent 4 studios de magazine artistique, les ateliers de reproduction des enregistrements sur bande magnétique, des cellules d'enregistrement, de montage et de lecture, et quelques bureaux.

2. Liaisons

2.1. Liaisons extérieures

Les liaisons de la Maison de l'ORTF avec le réseau téléphonique urbain, avec le réseau des Lignes Souterraines à Grande Distance des P.T.T., avec les artères hertziennes ORTF, sont exclusivement réalisées par l'intermédiaire de circuits en câble.

La transmission sur circuits métalliques constitue une solution techniquement simple qui, par ailleurs, facilite les opérations de contrôle visuel et sonore du signal transmis ; l'entretien des câbles souterrains est relativement peu coûteux ; il est possible de constituer, sous un faible volume, un grand nombre de voies de communication.

La transmission par voie hertzienne, qui aurait nécessité l'utilisation de nombreux canaux, par ailleurs difficiles à dégager, n'a pas été envisagée.

the building. A number with three figures has been given to each studio. The second figure indicates the floor and the last figure indicates the position of the room on the periphery of the crescent. This number is used exclusively :

— for the identification of wiring connections at the general distributor,

— on switching for telephone, programme, and audio distribution circuits, for the establishment of operational connections and the identification of switching.

● The forward crescent — 6 floors — contains at its lower levels the public reception areas. At its upper levels it contains 250 offices reserved for the central direction, the superintendence, the operations direction, the central technical room for television, and two studios of which one is associated with the information centre for the drivers « Inter-Service-Route ».

● The back crescent — 10 floors — contains at its lower levels the reception areas for the performers and at its upper levels 700 offices reserved for the programme services, news, administration and technical operations, 6 news studios for domestic transmissions, 6 studios of 200 cubic metres for news magazines, 11 studios for various foreign and overseas transmissions generally on short waves, with 6 editing recording and playback cubicles. The studios are on the 3rd, 4th and 5th floors.

● The intermediate low crescent contains in the two forward parts the two large public halls and the music studio of 8,000 cubic metres. In the rear sectors there are 14 middle-sized studios (music, drama and variety), a middle-sized studio equipped for television, a variety studio of 3,000 cubic metres for combined use by television and radio, a music studio of 4,000 cubic metres and, in the basement, six echo chambers.

● The inner crescent — 6 floors — contains on the first floor 6 dubbing or programme-magazine studios : on the second floor 6 programme continuities for domestic transmissions : on the third floor the telephone switch rooms, the general distributor, the Main Dispatching Centre, and in the upper storeys the disk and tape libraries and the music and drama libraries.

● The tower — 20 storeys — is used for disk and tape storage ; the connecting wing joining the tower to the back crescent contains 4 programme magazine studios, the copying workshops for magnetic tape, cubicles for recording, editing and playback and some offices.

2. Connections

2.1. External connections

The connection of Broadcasting House with the city telephone network, with the P.T.T. long-distance underground lines, and with the ORTF radio link network, is entirely carried out in cable circuits.

Transmission by physical circuits provides a technically simple solution and in addition makes for easier operation of visual and sound monitoring for the transmitted signals. The upkeep of underground cables is not particularly expensive. It is possible to set up within a small volume a large number of communication routes.

Transmission by radio link which would have required the use of numerous channels, difficult to find among the allocated frequencies, has not been contemplated.

2.1.2. *City circuits for permanent and occasional outside broadcast lines.*

Broadcasting handles either directly or after recording cultural, theatrical and sporting events which occur in the Paris region in more than 150 places. The use of telephone cable circuits forming part of the Paris city network has needed special consideration in relation to the fact that Broadcasting House has an off-centre position. The level of the transmitted signal at the origin must stay below +12 dB (3.1 volts r.m.s.). This

2.1.2. *Circuits urbains pour la constitution des lignes extérieures de retransmission permanentes et occasionnelles.*

La radiodiffusion retransmet — soit en direct, soit en différé après enregistrement — les manifestations culturelles, théâtrales, sportives qui se déroulent dans la région parisienne dans plus de 150 lieux. L'utilisation des circuits des câbles téléphoniques du réseau urbain des P.T.T. a nécessité une étude particulière du fait de la position excentrée de la Maison de l'ORTF. Le niveau du signal transmis à l'origine doit rester inférieur à + 12 dB (3,10 Veff), valeur admise par les Services Techniques des P.T.T. afin d'éviter les effets dus à la diaphonie sur les circuits voisins ; d'autre part, l'affaiblissement propre du circuit ne doit pas dépasser 15 dB (mesuré à 1 000 Hz) pour que le rapport signal/bruit conserve une valeur acceptable et que l'affaiblissement du circuit — après correction de la courbe de réponse — puisse être compensé par l'insertion d'un amplificateur de ligne placé à l'extrémité dont le gain est de 34 dB Pratiquement, la longueur du circuit est au maximum de 7 km en câble de conducteurs de diamètre 6/10 mm ; elle peut atteindre 17 km lorsque les conducteurs sont de diamètre 10/10 de mm La solution suivante a été retenue ; la Maison de l'ORTF est reliée :

— au répartiteur du central de rattachement normal, BAGATELLE, par un câble à 900 paires dont 6 × 112 paires sont effectivement utilisées (diamètre des conducteurs 6/10), pour l'établissement des liaisons de courte longueur.

— au répartiteur du central PASSY par un câble à 224 paires en conducteurs de diamètre 8/10 d'où, par câbles auxiliaires en conducteurs 8/10 et 10/10, il est possible de constituer des liaisons via les répartiteurs de PROVENCE et RÉPUBLIQUE avec les points de reportage situés dans les zones Nord et Nord-Est.

— au répartiteur SÉGUR par un câble à 224 paires — diamètre des conducteurs 10/10 — pour l'établissement des liaisons desservant les points de reportage situés dans les zones Ouest et Sud.

Dans ces conditions, toutes les liaisons peuvent être construites sans qu'il soit nécessaire d'insérer un amplificateur sur le parcours du circuit.

2.1.3. *Circuits utilisés pour le raccordement au réseau de radiocircuits P.T.T. et au réseau hertzien de l'ORTF*

Le transfert du Centre Distributeur de Modulation de la rue des Archives à la Maison de l'ORTF, et simultanément la mise en service du réseau de transmission ORTF par artères hertziennes depuis le Centre des Buttes-Chaumont, ont conduit :

— d'une part à l'établissement de liaisons de radiodiffusion de haute qualité entre la Maison de l'ORTF, le Centre de commutation video Cognacq-Jay, le Centre d'amplification L.G.D. de la rue des Archives et le Centre hertzien des Buttes-Chaumont,

— d'autre part à l'accroissement du nombre des liaisons de télévision entre Cognacq-Jay et le Centre hertzien des Buttes-Chaumont, et à l'établissement de liaisons de télévision entre la Maison de l'ORTF et Cognacq-Jay.

Notons que le câble composite à très grande capacité de transmission, reliant le Centre Cognacq-Jay au Centre des Buttes-Chaumont, a été fabriqué pour la première fois en France par la SOCIÉTÉ ANONYME de TÉLÉCOMMUNICATIONS suivant un programme proposé par les Services Techniques de l'ORTF et sur les normes de fabrication établies par le C.N.E.T., la pose ayant été effectuée par le Service des P.T.T. Le câble représenté sur la figure 2 comporte :

— 28 quartes en étoile câblées ensemble pour former le toron central ;

— autour de ce toron sont disposées sur une même couche 8 paires coaxiales normalisées 2,6/9,4 mm ;

— sur l'âme ainsi formée est câblée une couche périphérique de 45 quartes en étoile.

is the limit set by the technical services of the P.T.T. to avoid crosstalk on adjacent circuits. The attenuation associated with the circuit must not exceed 15 dB (measured at 1000 cycles) if the signal to noise ratio is to be held at an acceptable value, and in order that the attenuation of the circuit, after equalization of the response curve, can be compensated by the insertion of a line amplifier at the end having a gain of 34 dB. In practice, the maximum length of circuit is 7 kilometres in cable having conductors of 6/10 millimetres diameter. It can be extended to 17 kilometres when the conductors have a diameter of 10/10. By the arrangement which has been chosen, Broadcasting House is connected :

— to the distributor of the normally-used exchange — BAGATELLE — by a cable of 900 pairs of which 6+112 pairs are used (conductor diameter 6/10) for the shortrange circuits,

— to the distributor of the PASSY exchange by a cable of 224 pairs having conductors of diameter 8/10 from where by auxiliary cables, with conductors of 8/10 and 10/10, connection can be made to outside broadcasting points in the north and north-east zones via the distributors of PROVENCE and RÉPUBLIQUE.

— to the SÉGUR distributor by a cable of 224 pairs, of conductor diameter 10/10, for connections to serve outside broadcast points in the west and south zones.

With these arrangements all the connections needed can be set up without any necessity for the insertion of an amplifier on the route.

2.1.3. *Circuits used for connection to the P.T.T. radio circuit network and to the ORTF microwave links.*

The transfer of the Main Dispatching Centre from the rue des Archives to Broadcasting House and the simultaneous bringing

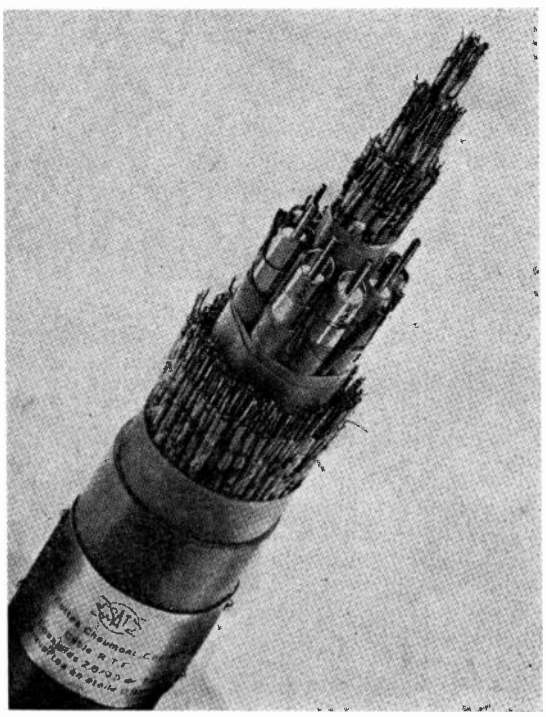


FIG. 2. — Câble RTF Buttes-Chaumont - Cognacq-Jay à 8 paires coaxiales de 2,6 - 9,4 mm et 73 quartes en étoile de 0,9 mm.

— RTF cable between Buttes-Chaumont and Cognacq-Jay, having 8 coaxial pairs 2.6/9.4 mm and 73 star quads of 0.9 mm.

24 quartes ont été chargées H 88 ; elles sont utilisées pour les circuits de conversation. Les autres sont équilibrées pour constituer des circuits de haute qualité pour la transmission de la modulation. Le câblage en étoile a été retenu : en effet, les deux circuits réels de chaque quarte ont des caractéristiques rigoureusement identiques et peuvent être utilisés pour la transmission des signaux A et B de la stéréophonie à 2 voies. De plus, comme les inductions des lignes d'énergie à courant fort ne sont pas à craindre, il est possible de supprimer les translateurs de départ.

Ce réseau de transmission donne toutes facilités pour l'établissement des liaisons de modulation et de conversation à partir du Centre d'amplification L.G.D. d'Archives et du Centre hertzien des Buttes-Chaumont :

— avec les studios des Délégations régionales : Lille, Nancy, Lyon, etc.

— avec les organismes étrangers de radiodiffusion : Londres, Bruxelles, Berlin, etc. pour les échanges internationaux ;

— avec le réseau des émetteurs de radiodiffusion à modulation d'amplitude ou à modulation de fréquence diffusant les programmes métropolitains ;

— avec les émetteurs à ondes décamétriques pour les émissions vers l'étranger et l'Outre-Mer.

Il permet également d'acheminer par circuits coaxiaux 2,6/9,4 les modulations des émissions de télévision produites à partir des 4 studios et salles publiques de la Maison de l'ORTF sur le Centre de commutation Cognacq-Jay.

2.2. Liaisons intérieures

Elles comprennent les circuits de la distribution téléphonique de l'immeuble, les circuits nécessaires à la transmission des modulations, des signalisations, des télécommandes, et la distribution des signaux haute fréquence radio et télévision.

2.2.1. *Distribution téléphonique intérieure*

Les circuits de la distribution téléphonique intérieure servent :

— au raccordement des postes téléphoniques des bureaux sur les commutateurs téléphoniques ;

— à la constitution des liaisons directes entre postes téléphoniques d'un même service, et à l'alimentation en courant continu 48 V des classeurs téléphoniques ;

— aux liaisons des téléimprimeurs délivrant les bulletins des agences d'information aux salles de rédaction des journaux ;

— aux liaisons — commande et modulation — pour la distribution d'écoute des studios et des programmes dans les bureaux, et à celles des postes du réseau de téléphonie amplifiée (interphone) et des postes téléphoniques du réseau de commandement ;

— à la constitution des lignes du réseau de sécurité : pompiers.

Les distances, compte tenu des parcours possibles pour le cheminement des câbles, entre les bureaux de la couronne périphérique et le répartiteur général téléphonique sur lequel sont raccordés les équipements des commutateurs téléphoniques, atteignent plusieurs centaines de mètres ; d'autre part, il n'est pas économique de faire transiter par le répartiteur général des liaisons directes des classeurs et l'alimentation 48 V de ces organes. Il a donc été consitué 6 groupes de 150 bureaux raccordés chacun à un sous-répartiteur placé sensiblement au centre de gravité du groupe, les 6 sous-répartiteurs étant reliés 2 à 2 par des câbles de « rocade » et au répartiteur général par des câbles « d'alimentation ». La figure 3 schématise les dispositions retenues.

La distribution, calculée sur la base de 7 paires par bureau, est réalisée en câble sous plomb.

into service of the ORTF transmission network using microwave channels from the Buttes-Chaumont Centre has required :

— the establishment of high-quality broadcasting circuits between Broadcasting House and the video switching centre of Cognacq-Jay, the long-distance-line amplification centre of rue des Archives (P.T.T.) and the Buttes-Chaumont microwave centre ;

— an increase in the number of television circuits between Cognacq-Jay and the Buttes-Chaumont microwave centre and the establishment of television circuits between Broadcasting House and Cognacq-Jay.

It is to be noted that the composite high-capacity transmission cable linking the Cognacq-Jay Centre to the Buttes-Chaumont Centre was made, for the first time in France, by the Société Anonyme de Télécommunications to a specification of requirements devised by the technical services of ORTF and to manufacturing standards laid down by C.N.E.T.*, the laying of it having been carried out by the P.T.T. service. The cable, shown in figure 2, includes :

— 28 star quads run together as the central core,

— around this core is disposed a layer of 8 standard coaxial pairs of 2.6/9.4 mm,

— on the assembly thus formed there is a peripheral layer of 45 star quads.

24 quads have been loaded H 88 : they are used for control circuits. The others are balanced to produce high-quality circuits for programme transmission. The star arrangement has been used because the two real circuits of each quad have rigorously identical characteristics and can be used for the transmission of signals A and B in two-channel stereophony. In addition, since induction from power supply lines need not be feared it is possible to omit outgoing transformers.

This transmission network gives all the facilities for the establishment of programme circuits and control circuits from the long-distance-lines amplification centre of Archives and the Buttes-Chaumont microwave centre to :

— studios of the regional centres : Lille, Nancy, Lyon, etc.

— foreign broadcasting units, London, Brussels, Berlin, etc. for international exchanges,

— the broadcasting transmitter network on amplitude modulated or frequency modulated radiating the domestic programmes,

— the shortwave transmitters for overseas and foreign transmission.

It also makes it possible to route, by coaxial circuits 2.6/9.4, signals from television programmes produced in the four studios and public halls of Broadcasting House to the Cognacq-Jay switching centre.

2.2. Internal connections

These consist of the telephone distribution circuits of the building, circuits for the transmission of programmes, signalling, and remote control, and the distribution of high frequency radio and television signals.

2.2.1. *Internal telephone circuits*

The arrangements for internal telephone distribution provide for :

— the connection of telephone instruments in the offices to the telephone switchboards,

— the provision of circuits between the telephone installations of the same service,

---

* C.N.E.T. National Laboratories for Telecommunications Research (P.T.T.).

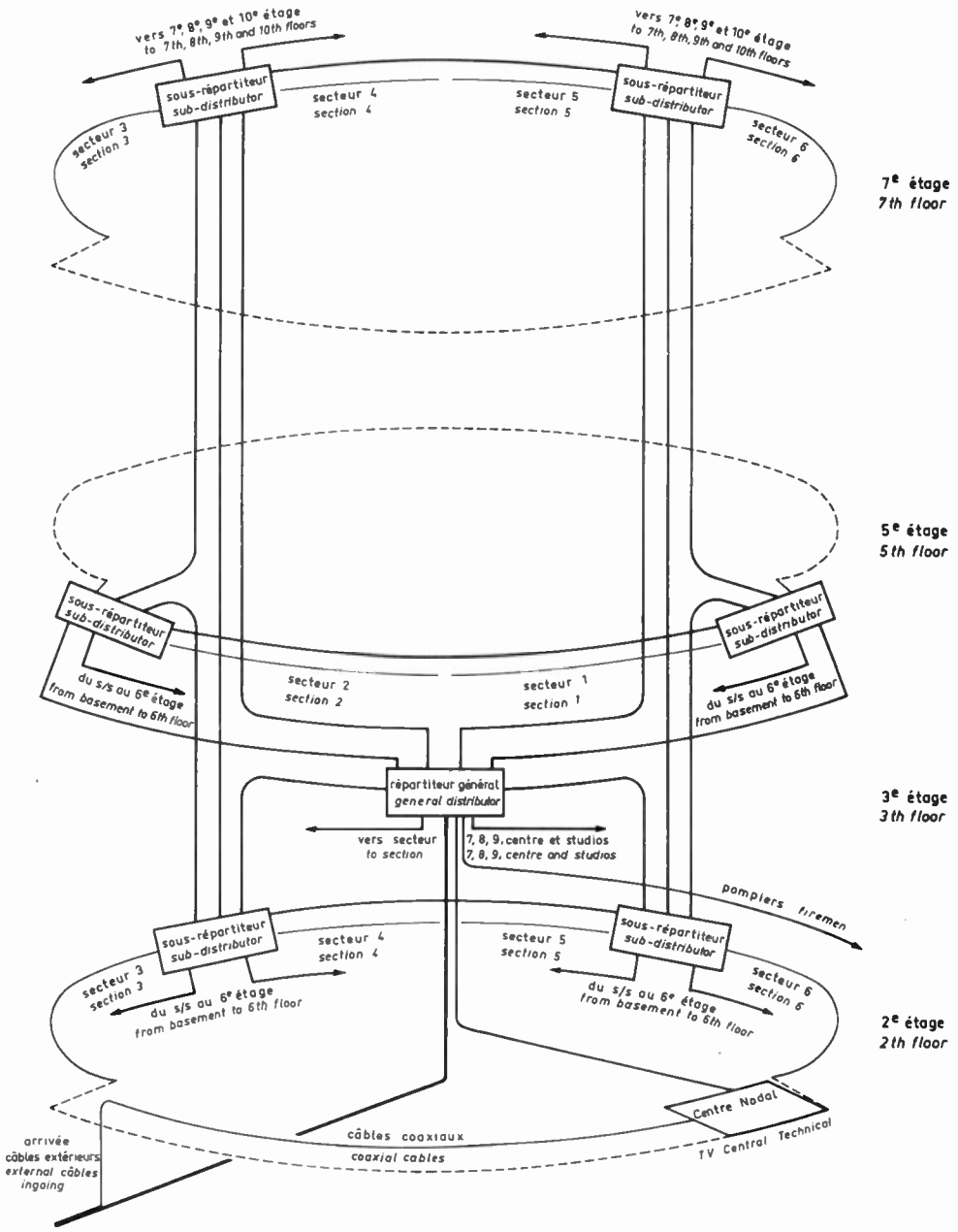


FIG. 3. — Distribution téléphonique.

FIG. 3. — Telephone Distribution.

2.2.2. *Câblage basse fréquence*

Alors qu'il est souhaitable, par souci d'économie et pour obtenir une plus grande souplesse dans la construction des circuits téléphoniques, de recourir à une sous-répartition, il convient que le raccordement des studios et des cabines de programme soit effectué par des liaisons directes, sans point de coupure, et présentant sensiblement le même affaiblissement de transmission quelle que soit la distance du studio au répartiteur général.

Enfin, pour simplifier le câblage et réduire l'importance des nappes de câbles, chaque studio est relié au répartiteur général par deux câbles : l'un réservé aux circuits de modulation, l'autre aux circuits de signalisation, de télécommande et téléphoniques.

— the 48 volt d.c. telephone supply to cordless switchboards,

— circuits for teleprinters taking bulletins from the news agencies for the news editorial offices,

— programme and control circuits for the distribution of audio signals from the studios and from programme sources to the offices and circuits for the instruments of the amplified telephone network (the interphone) and the telephone instruments of the control network,

— the line network needed for security (firemen).

Taking into account the possible routing of cables between the offices in the peripheral crescent and the general telephone distributor on which the telephone switching equipment is connected, the cable runs can reach several hundreds of metres.

2.2.3. *Distribution des signaux haute fréquence radio et télévision*

Deux ensembles de distribution de signaux haute fréquence radiodiffusion et télévision ont été réalisés :

— le premier concerne les installations techniques de la couronne intérieure (secteur 7) ; il distribue notamment les signaux des émetteurs locaux O.L., O.M. et F.M. aux récepteurs des cabines de programme métropolitain permettant le contrôle à distance du taux de modulation et de la qualité des émissions ;

— le second concerne la distribution des signaux de télévision dans les bureaux. Pour éviter les échos multiples provenant de la réception directe des signaux des émetteurs de la Tour Eiffel, après réflexion sur les parois métalliques de l'immeuble, il a été nécessaire de recourir à l'utilisation d'antennes à protection latérale (bandes III et IV) composées de deux dièdres couplés, associés à deux réémetteurs délivrant, après changement de canal, une puissance de 6 W (1re chaîne - canal 2) et 25 W (2e chaîne - canal 35).

2.2.4. *Répartiteurs généraux*

Les câbles de raccordement aux centraux téléphoniques du réseau P.T.T. et aux Centres ORTF pénètrent dans l'édifice à partir d'une chambre de tirage située à l'extérieur de celui-ci, à proximité de l'entrée de la radiale (fig. 1) ; cette chambre est raccordée d'une part aux conduites multitubulaires du réseau urbain de télécommunications, et d'autre part à une galerie — appelée galerie P.T.T. — de 75 m de longueur, aménagée dans le radier de l'immeuble et aboutissant à l'aplomb de la gaine d'ascension au répartiteur général situé au 3e étage de la couronne intérieure.

Les câbles du réseau P.T.T. sont raccordés sur le côté vertical du répartiteur général téléphone, tandis que les câbles de liaison avec le Centre d'amplification des Lignes Souterraines à Grande Distance et avec les Centres ORTF aboutissent sur le côté vertical du répartiteur général modulation.

Les paires coaxiales 2,6/9,4 mm et les 12 quartes étoile 0,6 du câble de liaison avec le Centre de Télévision de Cognacq-Jay sont dérivées dès l'entrée de la galerie par une gaine d'ascension qui rejoint le caniveau du 2e étage desservant le Centre nodal de télévision (fig. 3).

3. Commutations

3.1. Principes

La réalisation d'une émission implique *la commutation* d'une source de modulation ou de plusieurs sources successivement : studio, radiocircuit, sur un ou plusieurs circuits de départ alimentant des émetteurs de radiodiffusion.

C'est :

— un problème d'impédance que l'on résout simplement : la source est à basse impédance de sortie, inférieure à 20 Ω ; le circuit d'utilisation est soit l'entrée d'une cabine de programme dont l'impédance est de 800 Ω, soit un ou plusieurs amplificateurs de départ à haute impédance d'entrée supérieure à 16 000 Ω ; il est ainsi possible d'en connecter un grand nombre en dérivation sans que la tension du signal au point de commutation varie.

— un problème de niveau de tension du signal : toutes les commutations sont effectuées au $N_{AT} = +12$ dB (3,10 V eff.), ce qui permet l'utilisation des matériels traditionnels de commutation (fiches et jacks pour les commutations manuelles, sélecteurs téléphoniques pour les commutations automatiques), et facilite les contrôles visuels par vumètre.

It is not economic to route by way of the general distributor the direct connections and the 48-volt supply of the cordless switchboards. Accordingly, 6 groups of 150 offices have been set up, each associated with a sub-distributor placed more or less at the centre of gravity of the group, the 6 sub-distributors being connected two by two by linking cables and to the general distributor by supply cables. Figure 3 shows the arrangement used.

The wiring, planned on the basis of 7 pairs for each office, is carried out in lead-covered cable.

2.2.2. *Audio frequency cabling*

While it is desirable, for economic reasons and to obtain flexibility in the telephone circuits, to use a sub-distributor it is necessary that the connection of the studios and of the programme continuities cubicles should be made by direct wiring with no breaks, presenting substantially the same transmission attenuation whatever may be the distance from the studio to the general distributor.

Therefore, to simplify the cabling and to reduce the size of the cable runs, each studio is connected to the general distributor by two cables, one reserved for programme signals and the other for signalling, remote control and telephone circuits.

2.2.3. *Distribution of high frequency radio and television signals*

Two distribution assemblies for high frequency radio and television signals have been provided :

— the first is associated with the technical installations in the inner crescent (sector 7). In particular, it distributes the local transmitter signals (longwaves, mediumwaves and F.M.) to the domestic programme continuities for the remote monitoring of modulation level and transmission quality ;

— the second is concerned with the distribution of television signals to offices. To avoid the multiple echoes which could arise in direct reception of the Eiffel Tower transmitters, as a result of reflections from the metal elements of the building construction, it has been necessary to fall back on aerials for bands 3 and 4 having side protection and consisting of two coupled dihedral elements with two retransmitters delivering — after channel conversion — a power of 6 watts on the 1st chain, channel 2, and a power of 25 watts on the 2nd chain, channel 35.

2.2.4. *General distributors*

The connecting cables to the telephone exchanges of the P.T.T. network and to the ORTF centres enter the building by means of a cable room outside the building close to the entrance B (fig. 1). This room links up on the one hand with the multitude conduits of the city telecommunications networks and on the other hand with a gallery — called the P.T.T. gallery — 75 m long travelling in the structure of the building and emerging from a rising duct at the general distributor on the 3rd floor of the inner crescent.

The P.T.T. network cabling is connected on the vertical side of the general telephone distributor while the connection circuits to the long-distance lines centre and with the ORTF centres terminate on the vertical side of the general programme signal distributor.

The coaxial pairs 2.6/9.4 mm and the 12 star quads 0.6 in the cable connecting with the Cognacq-Jay Centre are taken off at the entry to the gallery by a rising duct and rejoin the ducting on the second floor serving the Television Central technical room (fig. 3).

3. Switching

3.1. Principles

The assembling of a transmission implies *the switching* of a signal source or of several sources successively, which may be

— un problème de symétrie des circuits : le déséquilibre d'impédance des matériels utilisés est inférieur à 1 % ; aussi, moyennant l'utilisation d'un câblage soigné en paires sous écran, il est possible de respecter les conditions de diaphonie imposées : 90 dB entre deux circuits de modulation, quelles que soient leurs positions respectives dans l'installation.

Certaines commutations — notamment celles relatives au groupement et dégroupement des circuits d'émetteurs — doivent s'effectuer sur des circuits en fonctionnement sans « clocs » audibles : enfin, les « bruits de commutation » ne produiront pas d'effet appréciable sur des circuits de modulation, et l'affaiblissement de transmission dans la traversée du C.D.M. sera inférieur à 0,5 dB (mesuré entre 30 Hz et 10 000 Hz).

En pratique, il faut mettre à la disposition des opérateurs des moyens supplémentaires qui leur permettent d'assurer la préparation — téléphone, téléphone amplifié, signalisation - les enchaînements, la sécurité et le contrôle - retour d'écoute, identification des commutations, et qui nécessitent la mise en œuvre simultanée de plusieurs liaisons annexes au circuit de modulation.

D'autre part, l'introduction de la stéréophonie à deux voies conduit à doubler, pour 30 sources, les 6 cabines de programme métropolitain et les circuits de départ correspondants, le nombre de circuits de modulation et de retour d'écoute à commuter, et impose le respect rigoureux de la parité et de la phase des deux circuits de transmission, quelle que soit la combinaison source/départ utilisée.

De plus, la commande et le contrôle des commutations d'enchaînements ne doivent dépendre que du seul organisme responsable du programme ou de l'émission :

— Cabine programme métropolitain pour les programmes métropolitains,

— Cabine programme O.C. pour les programmes à destination de l'étranger et d'Outre-Mer,

— Centre Distributeur de Modulation (C.D.M.) pour les communications de transit et les multiplex.

Enfin, dans un ensemble aussi complexe et étendu, il est prudent de doter le C.D.M. de moyens de supervision du fonctionnement de toutes les installations.

Pour les raisons exposées ci-dessus, et notamment par suite de la dispersion des lieux d'utilisation et du grand nombre de circuits à commuter simultanément, un dispositif de commutation automatique des circuits, télécommandé soit à partir des cabines de programme, soit à partir du C.D.M., a été adopté ; toutefois, afin d'en limiter l'importance et le prix, un brassage manuel (fig. 4) a été maintenu pour les circuits peu utilisés, tant à l'arrivée — lignes de retransmissions occasionnelles — qu'au départ.

3.2. Centre Distributeur de Modulation

Les dispositifs de commutation et le pupitre de commande associé, les bâtis d'amplificateurs et de correcteurs de ligne installés au 3e étage de la couronne intérieure, à proximité du répartiteur général modulation, constituent le Centre Distributeur de Modulation (C.D.M.).

Ils permettent l'établissement des liaisons entre les différentes catégories de sources de modulation : 150 lieux de retransmissions extérieures occasionnelles, 16 lignes de retransmissions permanentes, 24 radiocircuits nationaux et internationaux, 45 studios de la Maison de l'O.R.T.F. et éventuellement 8 du Centre P. Bourdan, 6 programmes métropolitains, 11 studios cabines de programme O.C., 3 sorties de multiplex et mélangeur, et les différentes utilisations : 60 circuits de départ vers les émetteurs à modulation d'amplitude ou à modulation de fréquence diffusant les programmes métropolitains, 12 circuits de

a studio, or a radio circuit, to one or more outgoing circuits feeding the broadcasting transmitters.

This is :

— an impedance problem which is easily resolved. The source is of low output impedance, less than 20 Ω. The load circuit is either the input of programme continuity whose impedance is 800 Ω or one of several output amplifiers of high input impedance (above 16,000 Ω). It is therefore possible to connect a large number of these in parallel without affecting the voltage at the switching point ;

— a problem concerning the voltage level of the signal. All switching occurs at $N_{AT} = +12$ dB (3,1 V.r.m.s.) which allows the use of conventional switching components — such as plugs and jacks for manual operation, telephonic selectors for automatic selection ; and makes easy visual monitoring by vu-meter ;

— a problem of circuit symmetry. The impedance mismatch in the equipment used is less than 1 %. Taking into account the careful cabling arrangements using screened pairs it is possible to meet the crosstalk standards which are required, namely 90 dB between two signal circuits whatever their positions in the installation may be.

Certain switching operations — especially those related to the grouping or de-grouping of transmitter circuits — must occur on circuits which are already in operation, without audible clicks. Switching clicks must not produce any appreciable effect on signal circuits, and the attenuation in the passage of a signal through the C.D.M. (Main Dispatching Centre) must be less than 0.5 dB (measured between 30 and 10,000 cycles).

In practice, it is necessary to provide the operators with supplementary means necessary during the setting up of operations (telephone, amplified telephone, signalling), for the linkings, reliability and control (audio feedback circuits, checking of the switching) and this necessitates the simultaneous switching of a number of auxiliary circuits with the signal circuit.

The introduction of stereophony, using two channels, requires doubling up for 30 sources, 6 domestic programme continuities and corresponding output lines, the number of signal circuits and audio feedback circuits to be switched, and it imposes the necessity for rigid attention to the parity and phasing of the two transmission circuits whatever may be the source/output combination used.

In addition the operation and monitoring of chain switching

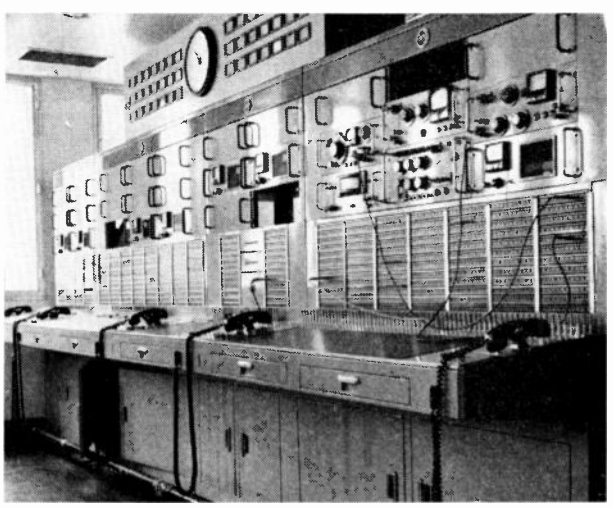


Fig. 4. — Positions de brassage manuel.
— Manual setting position.

départ (extensibles à 22) diffusant les programmes destinés à l'étranger et l'Outre-Mer en ondes décamétriques, 60 circuits de départ raccordés aux radiocircuits nationaux et internationaux, 200 à 400 départs assurant des liaisons intérieures avec les cellules d'enregistrement, les studios d'informations — duplex et lignes extérieures.

Ils comprennent :

— un commutateur des sources de modulation dont le schéma correspond à celui d'une grille à 168 entrées et 110 sorties, constitué par un ensemble de 79 cadres de multisélecteurs, télécommandé par « marquage » depuis les cabines de programme ou les positions du C.D.M.

— un commutateur d'affectation des six cabines de programme métropolitain A, B, ... F à la production des programmes — 161 France Inter, 162 Inter-Jeunesse, 163 France-Culture, 164 France-Musique ; il est commandé depuis une position du pupitre du C.D.M.

— un commutateur de groupement et dégroupement des circuits de départ sur les sorties des cabines de programme métropolitain : les combinaisons d'émetteurs - variables dans le temps - qui diffusent les programmes peuvent être préparées à l'avance, et modifiées au fur et à mesure du déroulement des programmes : les commutations sont commandées depuis le C.D.M.

— un commutateur des départs O.C., télécommandé par « marquage » à partir de chaque cabine de programme O.C., lui permettant de prendre un circuit de départ libre, ou de se mettre en position d'attente, s'il est occupé par une autre cabine de programme O.C.

— un commutateur des départs divers comprenant 28 cadres de commutation, télécommandé depuis les positions du C.D.M., pour le trafic de transit et les transmissions multiplex.

— un pupitre central de commande à 5 positions respectivement affectées (fig. 5)

- à la commande et au contrôle du commutateur d'affectation des programmes métropolitains, du commutateur de groupement et de dégroupement des circuits de départ des cabines de programme métropolitain ; à l'exploitation des 31 circuits de connexion des départs divers ;
- à l'exploitation des 40 circuits de connexion de transit ;
- à l'exploitation des 15 circuits de connexion du téléphone semi-automatique d'exploitation, au contrôle par signaux

must be focussed on the one place responsible for the programme or the transmission :

— The domestic programme continuity for domestic programmes,

— The shortwave programme continuity for programmes going to foreign and overseas destinations,

— The Main Dispatching Centre (C.D.M.) for signals in transit and multiplex.

Besides, in an assembly as complex and diffuse as this it is prudent to provide C.D.M. with the means of supervising the operation of all the installations.

For the reasons explained above and especially as a result of the diversity of the places of use and the large number of circuits to be switched simultaneously, an automatic circuit switching device remotely controlled by the programme continuities or by the C.D.M. has been adopted. However, in order to lessen the complexity and cost, a manual setting up arrangement (fig. 4) is provided for circuits which are little used either at the input — occasional retransmission lines — or at the output.

3.2. C.D.M. : Main Dispatching Centre

The switching equipment and the associated control desk, and the bays of amplifiers and of line equalisers installed on the 3rd floor of the interior crescent close to the general signal distributor make up the Main Dispatching Centre (C.D.M.).

They provide for the making circuit connections between the different categories of programme signal sources (150 occasional outside broadcast points, the lines for 16 permanent retransmission points, 24 national and international radio circuits 45 Broadcasting House studios and, on occasion, 8 of the P. Bourdan Centre, 6 domestic programmes, 11 shortwave studio cubicles, 3 multiplex and mixer outputs) and their different uses (60 output circuits to the AM or FM transmitters radiating the domestic programmes, 12 output lines, extendable to 22, distributing programmes for overseas and foreign countries on shortwaves, 60 output lines associated with national and international radio circuits, 200 to 400 circuits providing internal connections to recording cubicles, news studios, duplex, and external lines).

They consist of :

— a signal source switching arrangement with a circuit in the nature of a grid having 168 inputs and 110 outputs made up

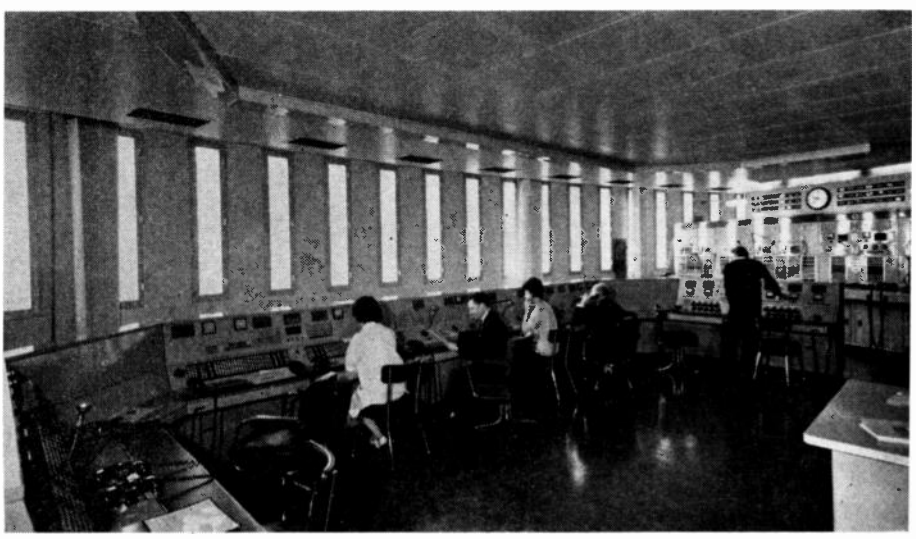


Fig. 5. — Vue d'ensemble du pupitre central du Centre de Modulation.

Fig. 5. — Main Dispatching Centre : operational desk.

lumineux d'occupation de la distribution d'écoute, de la mise sous tension des studios et cellules d'enregistrement, des lignes téléphoniques du téléphone semi-automatique d'exploitation ;

● au contrôle du trafic O.C., à l'exploitation des 4 circuits de connexion, spécialisés O.C. et des 12 circuits de connexion du mélangeur à 12 voies ;

● à l'exploitation des 20 circuits de connexion du multiplex.

Sur la figure 6 qui représente l'implantation des matériels du C.D.M., on remarque l'importance des bâtis de multisélecteurs et de relais de la commutation automatique, qui ont tous été groupés dans une même salle et qui comportent au total 292 cadres.

3.3. Classification des commutations

Suivant leur nature, on peut distinguer 4 catégories de commutations :

3.3.1. *Programmes métropolitains*

Un programme national est réalisé par une cabine de programme métropolitain. Il est diffusé par une ensemble d'émet-

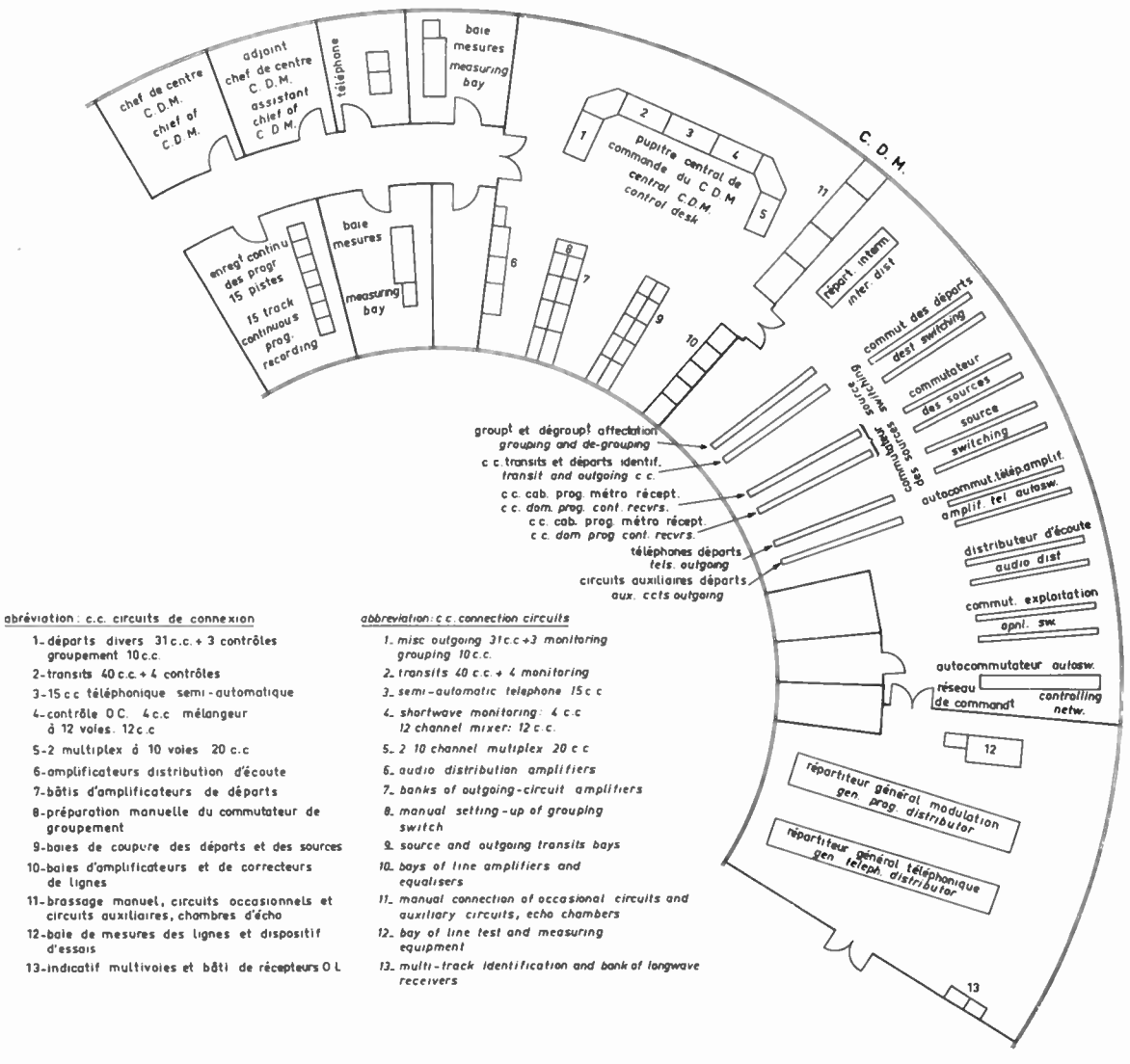
by an arrangement of 79 bays of multi-selector units remotely controlled from the programme continuities or the C.D.M. positions,

— a switching operation associating the 6 domestic programme continuities A, B... F to programme productions, 161 France-Inter, 162 Inter-Jeunesse, 163 France-Culture, 164 France-Musique ; this is controlled from a position on the C.D.M. desk,

— a grouping and de-grouping switch for the outgoing circuits at the output of the domestic programme continuities. The combination of transmitters — variable in time — which radiate the programmes can be set up in advance and modified as necessary during the run of the programme. This switching is controlled from the C.D.M.

— a shortwave output switching arrangement remote controlled from each shortwave programme continuity allowing it to pick up a free outgoing circuit or to put itself into a waiting condition if that is already taken up by another shortwave programme continuity

— a switching arrangement for miscellaneous outgoing circuits consisting of 28 switching units remote controlled from C.D.M. positions for transit traffic and multiplex transmissions,



abréviation : c.c. circuits de connexion

1-départs divers 31 c.c. + 3 contrôles groupement 10 c.c.
2-transits 40 c.c. + 4 contrôles
3-15 c c téléphonique semi-automatique
4-contrôle O C. 4 c.c mélangeur à 12 voies. 12 c.c
5-2 multiplex à 10 voies 20 c.c
6-amplificateurs distribution d'écoute
7-bâtis d'amplificateurs de départs
8-préparation manuelle du commutateur de groupement
9-baies de coupure des départs et des sources
10-baies d'amplificateurs et de correcteurs de lignes
11-brassage manuel, circuits occasionnels et circuits auxiliaires, chambres d'écho
12-baie de mesures des lignes et dispositif d'essais
13-indicatif multivoies et bâti de récepteurs O L

abbreviation: c c. connection circuits

1- misc outgoing 31 c.c + 3 monitoring grouping 10 c.c.
2- transits 40 c.c. + 4 monitoring
3- semi-automatic telephone 15 c c
4- shortwave monitoring: 4 c.c 12 channel mixer: 12 c.c.
5- 2 10 channel multiplex 20 c c
6- audio distribution amplifiers
7- banks of outgoing-circuit amplifiers
8- manual setting-up of grouping switch
9- source and outgoing transits bays
10- bays of line amplifiers and equalisers
11- manual connection of occasional circuits and auxiliary circuits, echo chambers
12- bay of line test and measuring equipment
13- multi-track identification and bank of longwave receivers

FIG. 6. — Centre Distributeur de Modulation. Implantation des matériels.

FIG. 6. — Main Dispatching Centre. Layout of equipment.

teurs A.M. ou F.M. répartis sur le territoire. Six cabines de programme A à F sont installées au 2e étage de la couronne centrale.

Chaque cabine de programme métropolitain peut être exploitée en monophonie ou en stéréophonie à 2 canaux ; elle est raccordée au commutateur des sources par 5 circuits de connexion qui lui permettent de se connecter à 5 sources.

Outre les paires nécessaires au marquage, à l'identification, au contrôle, chaque circuit de connexion comporte :

— 2 paires de modulation,
— 1 paire de conversation,
— 2 paires de téléphone amplifié,
— 2 paires de signalisation.

et pour l'ensemble des 5 circuits de connexion :

— 6 paires de renvoi d'écoute en stéréophonie des trois modulations pouvant être produites par la cabine de programme (les 3 premiers circuits de connexion sont toujours utilisés pour la constitution du programme principal ; le circuit de « renvoi d'écoute » correspondant est commun ; il est multiplé sur les trois sélecteurs du commutateur des sources).

Ces trois modulations qui constituent les trois programmes sont respectivement destinées à l'émetteur local, aux émetteurs régionaux, aux émetteurs nationaux (programme principal).

— a central control desk having 5 positions associated respectively with (fig. 5) :

● the operation and monitoring of the domestic programme continuity switch, the switch for the grouping and de-grouping of the domestic programme continuity outgoing circuits, and control of 31 connection circuits for miscellaneous outgoing lines,

● the control of 40 transiting circuits,

● the control of 15 semi automatic telephone circuits of the operation network, the monitoring by signal lights of the use of the listening distribution, of the energising of studios and recording cubicles and of the semi-automatic operational telephone lines,

● the monitoring of shortwave traffic, the control of 4 connection circuits especially for shortwaves and of 12 connection circuits 12-channel mixer,

● the operation of 20 multiplex connection circuits.

On figure 6, which shows the distribution of the C.D.M. units, may be seen the importance of multi-selector bays and of the automatic switching relays which have all been put together in a single room and which include altogether 292 bays.

3.3. Switching classification

There are four types of switching, distinguished by their nature :

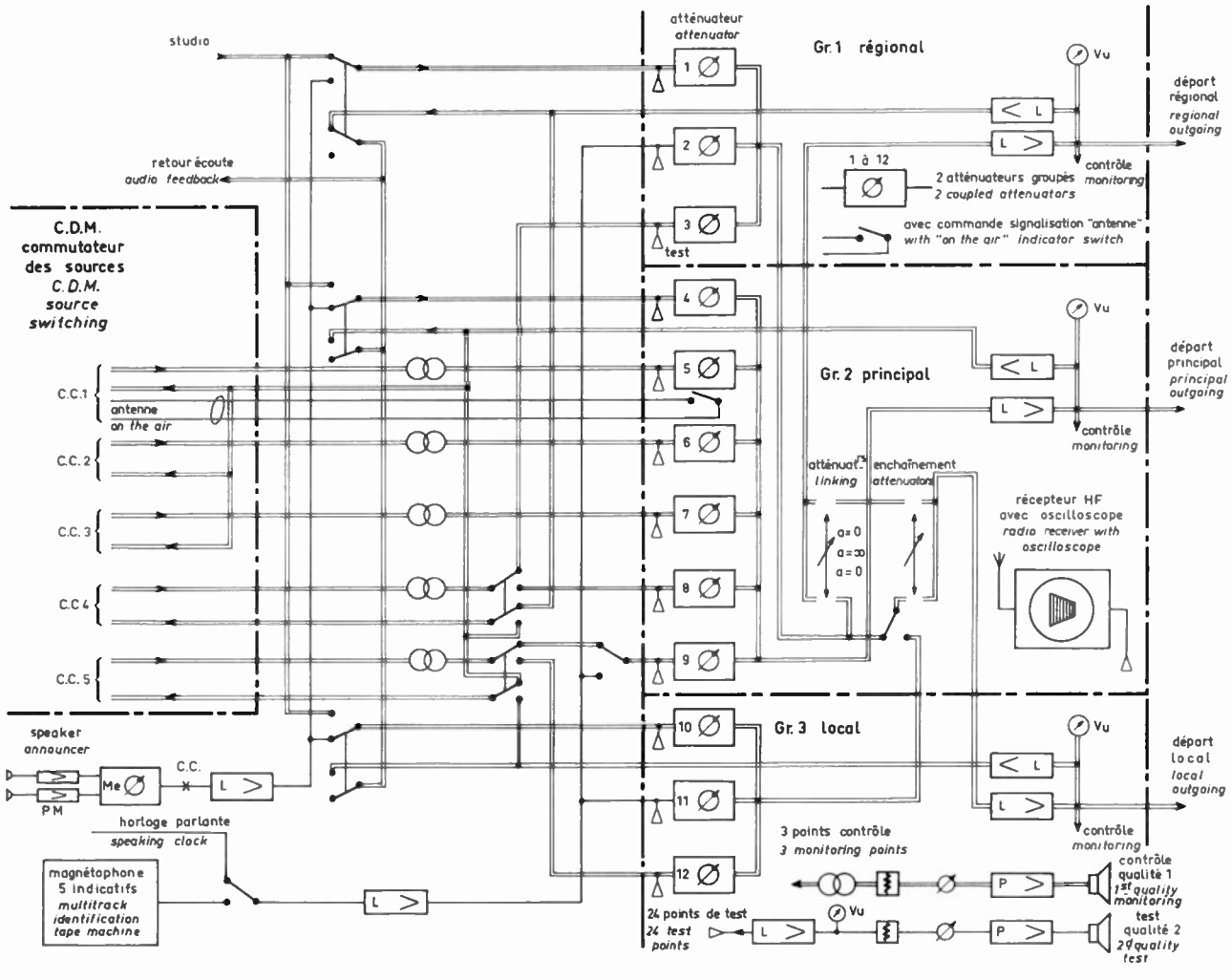


FIG. 7. — Cabine de programme métropolitain. Schéma de principe.

FIG. 7. — Domestic programme continuity. Functional diagram.

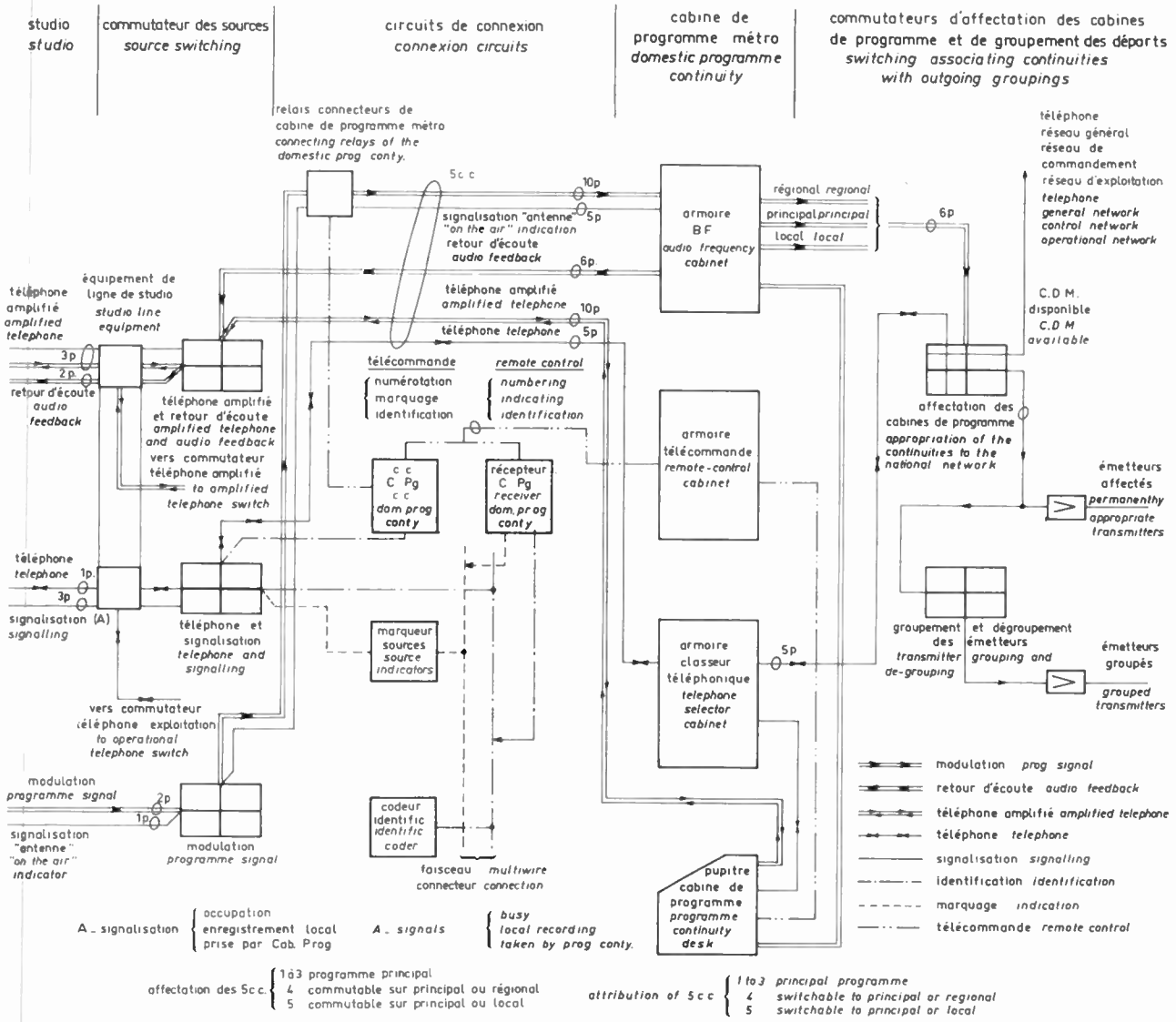


FIG. 8. — Schéma d'une liaison studio - cabine de programme métropolitain-émetteurs.

FIG. 8. — Connection principle studio - domestic programme continuity - transmitters.

La cabine de programme est par conséquent raccordée, par l'intermédiaire du commutateur d'affectation des cabines de programme, au commutateur de groupement des circuits de départ par 6 circuits de modulation permettant l'exploitation en stéréophonie.

Les schémas de principe de la cabine de programme et d'une liaison studio - cabine de programme - émetteurs sont représentés figures 7 et 8.

3.3.2. *Programmes étranger et Outre-Mer*

Un programme destiné à l'étranger ou l'Outre-Mer est réalisé par une cabine de programme O.C. (ondes courtes) ; il est diffusé par un ou plusieurs émetteurs à ondes décamétriques de l'ensemble ALLOUIS-ISSOUDUN. Onze cabines de programme O.C. sont installées dans la couronne arrière, 3e, 4e et 5e étages. Chaque cabine de programme est raccordée au commutateur des sources par deux circuits de connexion de même structure que les circuits de connexion de cabine de programme métropolitain ; toutefois, l'exploitation étant prévue en monophonie, chaque circuit de connexion ne comporte qu'une paire de modulation et une paire de retour d'écoute.

3.3.1. *Domestic programmes*

A national programme is put together by a domestic programme continuity. It is radiated by a collection of transmitters on AM or FM spread over the country. 6 programme continuities A to F are provided on the 2nd floor of the central crescent.

Each domestic programme continuity can be used for monophony or stereophony on two channels. It is connected to the source switching, by 5 circuits which allow it to pick up 5 sources.

In addition to the pairs which are necessary for identification and monitoring, each connection circuit includes :

— 2 signal pairs,
— 1 control pair,
— 2 amplifying telephone pairs,
— 2 signalling pairs,

and for the total of 5 switching circuits :

— 6 pairs for stereophonic audio feedback relating to the three signals which can be produced by the programme continuity (the 3 first connection circuits are always used for the making up of the principal programme ; the corresponding

La sortie modulation de chaque cabine de programme O.C. est raccordée au commutateur des circuits de départ O.C. ; mais de plus, un circuit connecté sur la sortie du départ utilisé permet le contrôle de celui-ci par la cabine de programme O.C. qui l'utilise.

La cabine de programme choisit par télécommande le circuit de départ ; un dispositif automatique assure l'enchaînement de deux cabines de programme O.C. devant alimenter successivement un même circuit de départ.

3.3.3. *Transits*

C'est le cas où une source doit être connectée à un ou plusieurs circuits de départ : radiocircuit vers un émetteur du réseau ou un organisme étranger de radiodiffusion, cellule d'enregistrement de la Maison de l'O.R.T.F., multiplex du C.D.M., etc. Les liaisons sont établies à partir des positions d'exploitation du pupitre du C.D.M. qui dispose à cet effet de 40 circuits de connexion.

Chaque circuit de connexion, prévu pour l'exploitation en monophonie, est raccordé au commutateur des sources par :

— une paire de modulation,
— une paire de conversation,
— deux paires de signalisation.

et au commutateur des départs par :

— une paire de modulation,
— une paire de conversation.

3.3.4. *Emissions multiplex*

Un mélangeur à 12 voies et 2 dispositifs multiplex à 10 voies pouvant être groupés occupent deux positions du pupitre du C.D.M. (fig. 5, à droite sur le pupitre).

Chaque entrée du multiplex est raccordée au commutateur des sources par un circuit de connexion ; la sortie homologue est raccordée au commutateur des départs par le même circuit de connexion : le raccordement d'un correspondant sur le multiplex ne nécessite ainsi que l'utilisation d'un seul circuit de connexion.

De plus, les circuits de connexion peuvent servir soit à l'établissement des liaisons de transit, soit aux communications multiplex ; les occupations réciproques sont données automatiquement aux positions d'exploitation correspondantes du pupitre du C.D.M. La sortie du mélangeur et les sorties générales des multiplex sont raccordées au commutateur des sources.

3.4. NUMÉROTAGE - IDENTIFICATION

Un identificateur unique pour l'installation permet à chaque position d'exploitation : cabine de programme ou C.D.M., l'identification par affichage du numéro de la source ou du départ, ou de l'ensemble source et départs, raccordés sur un circuit de connexion ; et simultanément un contrôle sonore et visuel de la modulation.

Les sources et les départs ont donc été numérotés à 3 chiffres : à titre d'exemple, rappelons la numérotation des studios indiqués au § 1, et celle des programmes nationaux (161 à 166).

4. Installations annexes

Outre le commutateur téléphonique du réseau général 2 000/4 000 qui fait l'objet de l'article de M. MIGEON, et le commutateur de téléphonie amplifiée (article de M. GIRINSKI) nous citerons :

audio feedback circuit is common ; it is repeated on the 3 source selector switches). These 3 signals which form the 3 programmes are intended for the local transmitter, the regional transmitters and the national transmitters (principal programme).

The programme continuity is, as a result, connected by way of the programme continuity switch to the outgoing circuit grouping switch by 6 signal circuits allowing the use of stereophony.

The schematic arrangements, in principle, of the programme continuities and a connection from studio to programme continuity to transmitters are shown in figures 7 and 8.

3.3.2. *Foreign and overseas programmes*

A programme intended for foreign or overseas listeners is provided by a shortwave programme continuity. It is radiated by one or several transmitters on shortwaves from the ALLOUIS-ISSOUDUN stations. 11 shortwave programme continuities are provided in the rear crescent on the 3rd, 4th and 5th floors. Each programme continuity is connected to the source switch by two circuits of the same kind as the connection circuits from the domestic programme continuity. However, since only monophony is contemplated, each circuit contains only one signal pair and one pair for audio feedback. The signal output of each shortwave programme continuity is connected to the shortwave outgoing circuit switch. In addition, a circuit connected at the output of the outgoing line in use allows the monitoring of that by the shortwave programme continuity which is using it.

The programme continuity chooses the outgoing line circuit by remote control and an automatic device handles two shortwave programme continuities which have to feed the same outgoing line in succession.

3.3.3. *Transits*

This is the instance where a source must be connected to one or more outgoing lines ; a radio circuit to a transmitter of the network or a foreign broadcasting unit, to a recording cubicle at Broadcasting House, to the C.D.M. multiplex, etc. The connections are made from operational positions on the C.D.M. desk which have 40 connection circuits available for this purpose.

Each connection circuit provided for use in monophony is connected to the source switching device by one programme signal pair, one control pair and two signalling pairs, and to the output switching device by one programme signal pair and one control pair.

3.3.4. *Multiplex transmissions*

Two positions of the C.D.M. desk (fig. 5, to the right of the desk) are occupied by a 12-channel mixer and two 10-channel multiplex devices capable of being grouped.

Each multiplex input is connected to the source switching by a connection circuit. The associated output is connected to the output switching by the same connection circuit. The connection of a correspondent to the multiplex requires only the use of a single connection circuit.

In addition, connection circuits can serve either for the setting up of transit connections or for multiplex connections. The identifications of usages are provided automatically at corresponding operational positions on the C.D.M. desk. The output of the mixer and the general multiplex outputs are connected to the source switch.

3.4. NUMBERING - IDENTIFICATION

A simple identifying system makes possible the identification at each operational position, programme continuity or C.D.M., of the number of the source or the destination or the collection of source and destinations brought together on a connection circuit, and simultaneously a sound and visual monitoring of the signal.

The sources and the destinations have therefore been numbered with three figures. By way of example attention is drawn

4.1. Autocommutateur téléphonique du réseau de commandement

Il est à 200 directions, et permet au Bureau Central d'Exploitation et aux divers organismes de coordination d'entrer en relation par voie automatique avec les studios.

4.2. Commutateur téléphonique manuel du C.D.M.

C'est un commutateur à 300/400 directions : l'établissement des communications est assuré au moyen de 35 circuits de connexion correspondant aux dicordes d'un standard à fiches. Il assure d'une part les liaisons entre les installations techniques — studios, cellules d'enregistrement, lignes d'émissions extérieures, centres émetteurs — d'autre part, le trafic entre les postes téléphoniques des bureaux de la Maison de l'O.R.T.F. et les lignes de conversation spécialisées avec les Délégations Régionales. Il peut être exploité la nuit à partir de la position centrale du pupitre du C.D.M.

4.3. Commutateur de distribution d'écoute

Il permet à 176 utilisateurs de se raccorder automatiquement à une des 104 sources raccordées à l'autocommutateur, les utilisateurs pouvant d'ailleurs être classés en 3 catégories, suivant la fonction qu'ils occupent.

4.4. Enregistrement continu des programmes

Un ensemble de magnétophones à 15 pistes permet l'enregistrement permanent des programmes diffusés sur l'antenne.

4.5. Informations parlées

Le Service des Informations Parlées du réseau téléphonique P.T.T. « INF. 1 » est réalisé dans une cellule spécialement équipée de magnétophones à lecture continue

to the numbering of studios indicated in para. 1 and that of the domestic programmes (161 to 166).

4. Auxiliary installations

In addition to the telephone switching of the general network 2000/4000 which is the subject of the paper by M. Migeon, and the switching arrangements for the amplified telephone (the article by M. Girinski) we would mention :

4.1. The telephone autoswitch for the control network

It has 200 lines and allows the central control office and various co-ordinating points to communicate automatically with the studios.

4.2. Manual telephone switch in the C.D.M.

This is a switch of 300/400 lines : the setting up of communications is arranged by means of 35 connecting circuits corresponding to the double enders of a jackfield. It arranges on the one hand connection between technical installations — studios, recording cubicles, external transmission circuits and transmitting stations — and on the other hand traffic between the telephone extensions in Broadcasting House offices and the special speech circuits with the regional centres. It can be used at night-time from the central position of the C.D.M. desk.

4.3. Audio distribution switch

This allows 176 users to pick up any one of 104 sources connected to the autoswitch, the users being available for classification in three groups according to function.

4.4. Continuous recording of programmes

An assembly of tape machines having 15 tracks provides for the continuous recording of programmes radiated on the air.

4.5. Spoken news service

The News enquiry service available on « INF.1 » in the P. T. T. telephone network is provided from a cubicle specially equipped with continuous replay tape machines.

P. PIAT
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Engineer, Telecommunications

Équipements vidéo; Régies télévision et salles de projection

Le grand ensemble de production « Radio » que devait former la Maison de l'ORTF ne pouvait rester complètement étranger à la télévision, aussi les plans d'équipement et d'utilisation des studios avaient-ils laissé, pour certains d'entre-eux, une place à la production « télévision ».

On aurait pu, il est vrai, pour ne pas rompre l'unité d'équipement des studios, envisager cette production à partir d'équipements extérieurs : cars de reportages par exemple ; mais le caractère esthétique de la Maison de l'ORTF se serait assez mal accordé de la présence d'engins mobiles, dont la mise en œuvre nécessite toujours de nombreuses liaisons par câbles, que la fréquence des émissions aurait pratiquement immobilisés en permanence. Ces raisons ont donc justifié la solution d'équipements fixes.

Les studios intéressés étaient à l'origine au nombre de quatre :

Le studio 101 : studio de variétés d'un volume de 3 000 m³, à nombre limité de spectateurs, dont la structure s'accordait assez bien aux émissions de jeux et de variétés à décors réduits.

Le studio 102 : studio de théâtre et de grandes variétés d'un volume de 6 000 m³ permettant une mise en scène importante et convenant particulièrement aux émissions publiques.

Le studio 104 : studio de concerts publics, et un studio d'interview. En fait, pour des raisons financières et d'opportunité, l'équipement du studio 104 a été différé et le studio d'interview remplacé par un studio plus important le studio 108 pouvant convenir à l'actualité sous une forme plus générale.

La situation géographique de la Maison de l'ORTF, distante de 2,5 km du Centre Alfred Lelluch (Cognacq-Jay) où sont implantées les Cabines de programme, ne permettait de retenir que l'exploitation TV déjà définie pour les studios excentrés.

Dans ce type d'exploitation chaque studio est considéré comme partie intégrante du « Centre Cognacq-Jay » aux réserves près, que les signaux de base de la Maison de l'ORTF asservissent ceux des autres modulations synchrones de la Cabine de programme, comme le ferait un car de reportages, et que les studios de la Maison de l'ORTF utilisent en commun les groupes de jonctions qui la relient à Cognacq-Jay. Cette disposition évite le blocage permanent, donc onéreux, des liaisons de moyenne distance entre chaque studio et les grilles de distribution des différentes modulations du centre Cognacq-Jay.

Video equipment; Television control and projection rooms

The very large radio production centre represented by Broadcasting House could not remain entirely unaffected by television. Plans for the equipping and use of the studios did envisage participation in television production for some among them.

It would have been possible, it is true, in order to avoid upsetting the uniformity of the studio equipment, to envisage such production as being achieved by external equipment, outside broadcast vans for example, but the aesthetic characteristic of Broadcasting House would have fitted rather badly with the presence of mobile installations whose operation always involves numerous trailing cables so that the frequency of programmes would always have been very limited. These reasons justified a solution in terms of fixed equipment.

The studios concerned were, at the beginning, four in number.

Studio 101 : a variety studio with a volume of 3,000 cubic metres and able to accept a limited audience. The construction was fairly suitable for games and variety programmes with a limited number of sets.

Studio 102 : a theatre studio used also for major variety programmes, having a volume of 6,000 cubic metres allowing ambitious programmes and suitable particularly for audience transmissions.

Studio 104 : public concert hall studio.

An Interview Studio.

In fact, for financial reasons, the equipping of studio 101 and studio 104 has been deferred, and the interview studio replaced by a larger studio 108, able to serve topicality in a more generalised manner.

The geographical situation of Broadcasting House, 2.5 km away from the Centre Alfred Lelluch (Cognacq Jay), the site of the television programme continuities, made it possible to consider for television use only those studios mentioned, as remote studios.

In this type of use, each studio must be considered as an integral part of the Cognacq-Jay Centre, as though it were on the same site, so that the signals from Broadcasting House appear as synchronised signals in the programme continuity as would those from an outside broadcast vehicle. The studios of Broadcasting House must also make common use of the circuits connecting Broadcasting House to Cognacq-Jay. That arrangement avoids the permanent commitment of connections between each studio and the signal distribution switchboard in the Cognacq-Jay Centre.

1. Centre nodal

La contrepartie de ce système d'exploitation est la création d'un centre de groupement appelé « Centre Nodal » dans lequel aboutissent pratiquement toutes les liaisons extérieures d'un studio en vue de leur jonction sur les artères d'exploitation commune.

En réalité ce centre nodal ne doit pas son existence à cette seule considération, comme nous le verrons dans la description de son équipement. Ce dernier correspond aux deux types de modulation « image et son ».

Les liaisons utilisées pour la télévision entre la Maison de l'ORTF et Cognacq-Jay sont assurées directement par un câble composé de 4 paires coaxiales pour la transmission des images et de 12 quartes étoile 0,6 mm. Mais ces liaisons étant très insuffisantes pour les liaisons BF, d'autres câbles transitent par le répartiteur général de la Maison de l'ORTF.

1.1. Installation « image »

L'ensemble des matériels est implanté dans des baies normalisées ORTF du type 60 cm de largeur. Ces baies sont au nombre de 8. Un pupitre de contrôle commun avec le « son » complète l'équipement vidéo du Centre Nodal.

1.1.1. *Liaisons extérieures*

A partir de la tête de câble, les paires coaxiales sont amenées, suivant le cas, directement aux amplificateurs d'arrivée ou de départ. Toutefois pour permettre une plus grande souplesse dans l'utilisation de ces liaisons, deux paires coaxiales seulement ont été spécialisées : une dans chaque sens de transmission. Les deux autres paires aboutissent à une platine de commutation qui permet de les exploiter dans les deux sens de transmission. Dans ces conditions, les équipements comprennent au total trois amplificateurs de chaque type. Ces amplificateurs « arrivée » « départ » qui travaillent sur une liaison de 2,55 km ont été développés par le service des Etudes de l'ORTF.

Le Centre Nodal se trouve donc chargé, avec le Centre correspondant de Cognacq-Jay, de l'exploitation de ces liaisons suivant les impératifs des programmes. A ce titre, il a la possibilité d'obtenir automatiquement toute source de modulation image en instance dans la grille de distribution de Cognacq-Jay, qu'il peut renvoyer à son tour dans l'un quelconque des studios TV de la Maison de l'ORTF. Inversement et sur une paire coaxiale départ, il peut envoyer une modulation image qu'il mettra à la disposition de tout utilisateur de Cognacq-Jay, en particulier d'une cabine de programme, qui pourra l'obtenir automatiquement dans la grille de modulation video. Les amplificateurs d'arrivée et de départ occupent une des huit baies citées plus haut.

1.1.2. *Equipements communs*

Les équipements communs comprennent :

- Les générateurs et distributeurs de signaux de base.
- Les générateurs de mires.
- La distribution des « images programmes ».
- Les télécinémas et les analyseurs de diapositives.

1.1.2.1. *Générateurs et distributeurs de signaux de base* (fig. 1).

La production des signaux de base est assurée, pour chacun des standards 819 et 625 lignes, par trois générateurs dont deux peuvent être asservis sur une source de modulation extérieure.

Les deux générateurs asservis fonctionnent en secours l'un de l'autre et la commutation normal-secours se fait à partir du pupitre de contrôle. Ils sont donc alimentés simultanément et

1. Nodal Centre

The consequence of this method of use is the creation of a grouped centre at Broadcasting House called the Nodal Centre, in which terminate practically all the external connections of the studios for connection to the shared external circuits.

In fact, however, the Nodal Centre does not owe its existence only to this consideration, as we shall see in the description of its equipment. The equipment deals with sound and vision.

The connections used for television between Broadcasting House and Cognacq-Jay are provided by a cable made up of 4 coaxial pairs for the transmission of pictures and 12 star quads 0.6 mm. These circuits are far too few for audio frequency purposes and other routes go by way of the general distributor in Broadcasting House.

1.1. Picture installation

The whole of the equipment is installed in standard ORTF bays, 60 cm wide. There are eight of these bays, and a common control desk with sound completes the video equipment of the Nodal Centre.

1.1.1. *External connections*

From the cable head the coaxial pairs are led, according to need, directly to incoming or outgoing amplifiers. To allow a greater flexibility in the use of these circuits only two coaxial pairs have been specialised, one in each transmission direction. The two other pairs terminate at a switching panel which allows them to be used in either direction. In these circumstances the equipment includes a total of three amplifiers of each type. These amplifiers, input and output, working over a distance of 2.55 km, have been developed by the research department of ORTF.

The Nodal Centre is therefore responsible, with the corresponding Centre of Cognacq-Jay for the use of these circuits according to programme requirements. Under that heading it is able to obtain automatically any vision signal source on the distribution switchboard of Cognacq-Jay which it can send in turn to any one of the television studios at Broadcasting House. Conversely, and using a coaxial outgoing pair, it can despatch a picture signal which is available for any user at Cognacq-Jay. In particular, a programme continuity can obtain it automatically on the picture signal switchboard. The input amplifiers and the output amplifiers occupy one of the eight bays mentioned earlier.

1.1.2. *Common equipment*

Common equipment includes :

- Generators and distributors of basic signals.
- Test card generators.
- Vision programme distribution.
- Telecines and slide projectors.

1.1.2.1. *Generators and distributors of basic signals* (Fig. 1).

The production of basic signals for each of the 819 and 625-line standards comes from three generators, of which two can be slave to an external signal source.

The two slave generators operate one as standby to the other and the normal-to-standby switching occurs at the control desk. They are therefore fed simultaneously and receive, in parallel : the pilot signal, the control signal, the reference signal.

The pilot signal, for line and frame sync., is provided by the non-slave generator. This generator takes over the control signal in case of failure of the latter. The pilot generator can, in addition, be used alone in the instance of two simultaneous productions of the same standard where one does not require the slaving of an external source.

reçoivent en parallèle : le signal-pilote, le signal de commande et le signal de référence.

Le signal-pilote, synchronisation ligne+trame, est fourni par le générateur non asservi. Ce générateur se substitue au signal de commande en cas de défaillance de ce dernier. Le générateur pilote peut, en outre, être utilisé seul dans le cas de deux productions simultanées sur le même standard, dont l'une ne demande pas d'asservissement à une source extérieure.

Le signal de commande (synchronisation ligne+trame) est extrait du signal complet de la modulation extérieure à partir d'un séparateur situé dans le studio intéressé et ramené au centre nodal pour l'asservissement du générateur. Exceptionnellement ce signal peut être obtenu au centre nodal avec un séparateur local.

Le signal de référence est pris à la sortie des générateurs au travers d'une ligne à retard. Chaque studio fonctionne en directeur et aucun d'eux ne peut être satellite d'un autre, ce qui a simplifié la mise en phase.

Le nombre de signaux de base nécessaires aux installations est obtenu, pour chacune des définitions, à l'aide de deux groupes de quatre distributeurs correspondant à chacun des quatre signaux du standard français : suppression ligne, suppression trame, synchronisation ligne + trame, ligne test.

Chaque distributeur possède 12 sorties, toutefois pour limiter l'importance de cette distribution et le nombre de liaisons nécessaires, chaque studio ne reçoit qu'un seul signal de chaque type par standard. Une nouvelle distribution est alors effectuée dans chaque équipement.

Les générateurs de signaux de base et les groupes de distribution répondent respectivement aux spécifications normalisées ORTF SN 131 J et SN 124 A. La production et la distribution des signaux de base occupent trois baies standards.

1.1.2.2. *Générateurs de mires.* Les mires communes à l'ensemble des équipements sont groupées au Centre Nodal. Elles comprendront dans le stade définitif et pour chacune des définitions 625 et 819 lignes :

— un générateur de signaux-types (sauf en 819 lignes)
— un mire de géométrie
— un mire de définition et de demi-teintes
— un mire de traînage
— un analyseur de diapositives.

Le signal video de toutes ces mires aboutit dans une grille de distribution. Chaque équipement peut l'obtenir par télécommande. Toutefois l'équipement ne disposant que d'une seule sortie, une seule mire peut être choisie à chaque sélection.

Les trois baies de mires comprennent en outre un appareillage de contrôle :

— un récepteur de 25 cm à oscilloscope incorporé pour chacune des définitions

— un récepteur bi-standard de 43 cm

— un oscilloscope également bi-standard.

En outre, un générateur de volt étalon distribue en permanence à tous les équipements une tension de 1 volt de référence pour l'étalonnage des oscilloscopes de contrôle.

1.1.2.3. *Distribution des « Images programmes ».* Les deux images 1re et 2e chaînes produites par les Cabines de programmes de Cognacq-Jay sont reçues à la Maison de l'ORTF par voie haute fréquence à partir des émetteurs de la Tour Eiffel. Ces images sont distribuées en permanence et sous la forme d'un signal video à chacun des équipements.

1.1.2.4. *Télécinémas et analyseurs de diapositives.* Bien que ces équipements aient été implantés dans une salle différente du Centre Nodal, située toutefois immédiatement sous ce Centre,

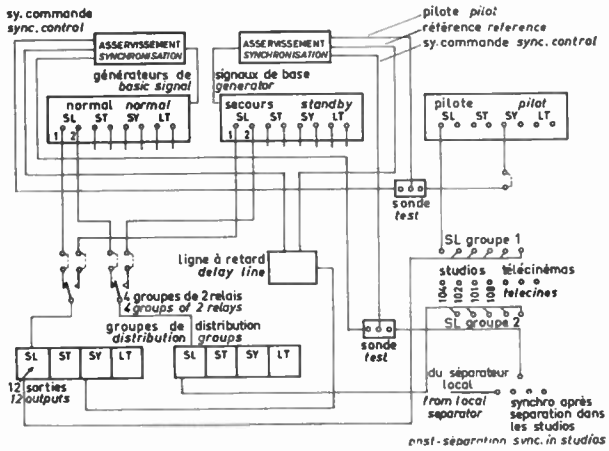


FIG. 1. — Schéma de principe de la production et de la distribution des signaux de base (par définition).

— Basic diagram of the production and distribution of basic signals (by definition).

The common signal (line and frame sync.) is extracted from the complete signal of the external material by means of a separator in the studio concerned and taken to the Nodal Centre to control the generator. Exceptionally, this signal can be obtained at the Nodal Centre with a local separator.

The reference signal is taken from the output of the generators through a delay line. Each studio operates as a master and none of them can be satellites of another, which simplifies the phasing.

The number of basic signals necessary for the installations is obtained for each of the standards by the use of two groups of four distributors corresponding to each of the four signals of the French standard, namely line suppression, frame suppression, line and frame synchronisation and line test.

Each distributor has 12 outputs but in order to reduce the size of this distribution and the number of the necessary connections, each studio receives only a single signal for each standard. A new distribution is then made within each equipment.

The basic signal generators and distribution groups follow respectively the standard specification ORTF SN 131 J and SN 124 A. The production and distribution of basic signals requires three standard bays.

1.1.2.2. *Test generators.* The common test signal sources are grouped in the Nodal Centre. They will include, in the final condition and for each of the 625 and 819 line standards :

— a standard signal generator (except on 819 lines)
— a geometric test signal
— a definition and tone gradation test signal
— a ringing test signal
— a slide projector.

The video signal component of all these test signals terminates in a distribution grid. Each equipment can obtain it by remote control. However, since the equipment has only a single output, only a single test signal can be taken at each selection.

The three bays of test equipment contain, in addition, monitoring equipment :

— a 25 centimetre receiver with oscilloscope for each standard,

— 1 43-centimetre dual standard receiver,

— 1 oscilloscope, also dual-standard

In addition, a step voltage generator distributes permanently to all equipments a 1-volt reference potential for the calibration of monitor oscilloscopes.

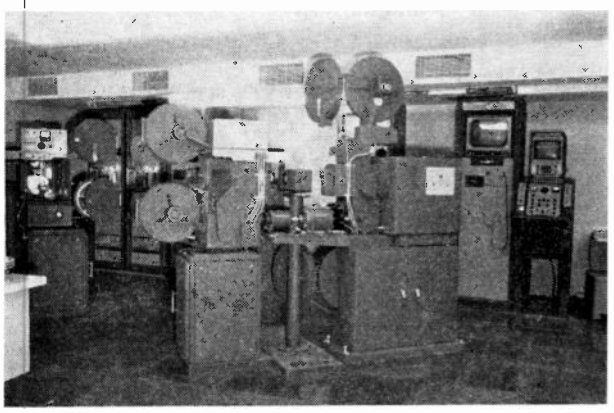


FIG. 2. — Télécinémas.
— Telecines.

ils n'en constituent pas moins des éléments communs aux studios. C'est pourquoi cette partie de l'installation est traitée dans le chapitre « Equipements communs ».

L'*équipement des télécinémas* comprend (fig. 2), un télécinéma pour film 16 mm à 2 dérouleurs avec enchaînement automatique et un télécinéma mixte 16-35 mm ;

Une extension pour un 3e groupe est possible.

Les télécinémas qui ne comportent qu'une voie d'analyse à tube vidicon peuvent lire les films dans les deux standards 625-819 lignes. Ils permettent, pour le son, une lecture optique, une lecture sur piste magnétique couchée et une lecture sur double bande avec magnétophone séparé.

Le synchronisme entre dérouleur image et magnétophone séparé est assuré électriquement par synchro-coupleur. La marche arrière est autorisée. Le rattrapage de synchronisation image-son est prévu à l'arrêt mais, dans une phase ultérieure, ce rattrapage pourra être effectué en marche.

La commande de démarrage est susceptible d'être renvoyée en régie de studio.

Trois *analyseurs de diapositives* (fig. 3) sont installés avec extension prévue à quatre appareils. Ils sont du type à passe-vues automatique et peuvent analyser dans les deux standards. La sélection porte sur 20 vues disposées sur un tambour. La présélection d'image s'effectue de la face avant de l'appareil ou à distance, par télécommande. C'est ce dernier type d'exploitation qui est retenu pour ce groupe d'analyseurs. En effet, si les analyseurs du Centre Nodal, compris dans les générateurs de mires, mettent à la disposition des équipements des mires particulières dont la sélection est commandée par le personnel du Centre, les analyseurs cités dans ce paragraphe concourent à une production. Aussi lorsqu'un analyseur est mis à la disposition d'une régie de studio, cette dernière peut sélectionner à distance l'image désirée. Le clavier de commande muni de boutons lumineux permet de suivre la progression du tambour support de vues par l'allumage et l'extinction des lampes jusqu'à la position d'arrêt sur laquelle la lampe restera allumée.

Les *appareils de télécinémas* et *analyseurs de diapositives* constituent pour un studio des sources de modulation synchrones au même titre que les équipements de prise de vues directes. Les signaux de base leur sont distribués à partir du Centre Nodal avec la phase convenable.

Une baie de commutation reçoit, d'une part les modulations des télécinémas et des analyseurs, ainsi que les circuits de télécommande, d'autre part les circuits correspondants allant vers les studios. Un panneau de brassage, équipé d'embases et de dicordes munis de fiches multiprises, permet d'affecter

1.1.2.3. *Distribution of vision programme signals.* The two pictures of the first and second chain produced by the programme continuity of Cognacq-Jay are received at Broadcasting House by a high frequency channel from the transmitters of Tour Eiffel. These pictures are continuously distributed and, in the form of video signals, to each of the equipments.

1.1.2.4. *Telecine and slide projectors.* Although these equipments have been installed in a separate room placed immediately under the Nodal Centre, they still form part of the common services available to the studios. That is why this part of the installation is dealt with under the heading « common equipment ».

Telecine. The equipment includes : 1 16 mm telecine having two projectors, automatically linked, 1 mixed telecine 16-35 mm.

An extension to accomodate a third group is possible.

The telecines, which contain only one vidicon tube scanner, can deal with films in the two standards 625 and 819. As far as sound is concerned, they provide : optical reproduction, magnetic strip production, double track reproduction using a separate tape machine.

Synchronisation between the picture and the separate tape machine is arranged electrically by a syncro-coupler. Provision is made for running backwards. The alignment of image and sound synchronisation is provided in the stopped condition, but in a later phase this adjustment can be made in running condition. The start control can be transferred to the studio control desk.

Slide projectors. Three slide projectors are provided, with an expected increase to four. They are of the automatic presentation type and can scan in the two standards. Selection is made among 20 slides set on a drum. Picture pre-selection can be made from the front panel of the equipment or by remote control. It is the latter kind of use which is needed for this group of slide projectors. Indeed, just as the scanners of the Nodal

FIG. 3. — Analyseurs de diapositives.
— Slide projectors.

simultanément deux télécinémas et deux analyseurs de diapositives à un même studio. Tous les circuits video, retour video, son, retour d'écoute, télécommande, signalisation et ordres sont commutés par le même connecteur.

Le signal video provenant des télécinémas et des analyseurs passe en sonde dans un présélecteur ; deux sorties de ce présélecteur sont utilisées pour réaliser un *contrôle sur baie*. De même les retours d'image provenant des équipements de studio passent également en sonde dans un autre présélecteur avant d'être renvoyés sur le retour d'image particulier des télécinémas.

1.1.3. *Exploitation de signaux « images » au Centre Nodal. Platine générale de commutation. Contrôle.*

L'exploitation « image » du Centre Nodal est assurée à partir d'une platine générale de commutation à laquelle est affecté un contrôle sur baie et un contrôle sur pupitre.

La platine de commutation reçoit :

— deux paires coaxiales corrigées de chacun des studios et de la salle des télécinémas et des analyseurs de diapositives,

— trois paires coaxiales « départ » vers chacun des studios et vers la salle des télécinémas et analyseurs,

— deux paires coaxiales « départ » vers la salle de maintenance,

— une paire coaxiale « départ » vers la cabine de projection grand écran du studio 102.

Cette platine reçoit en outre :

— les sorties video des récepteurs haute fréquence des images finales programme, et l'entrée des distributeurs correspondants,

— les entrées et sorties de quatre distributeurs video ainsi que celles de deux sondes,

— les renvois des autres baies du centre Nodal.

L'équipement de contrôle sur baie comprend deux récepteurs de 25 cm et un récepteur de 43 cm auxquels sont associés trois oscilloscopes.

L'équipement de contrôle sur pupitre comprend deux récepteurs de 43 cm et deux oscilloscopes.

Tous ces appareils sont bi-standard.

Le contrôle s'effectue à partir de deux présélecteurs commandés

FIG. 4. — Centre nodal. Equipement vidéo.
— Video equipment. Nodal Centre.

Centre projectors, included in the test generators, provide special test signals for the equipment whose selection is controlled by the staff of the Centre, so, the projectors quoted in this paragraph can support a production. When a projector is made available to studio control the latter can choose a picture remotely. The controlling switchboard provided with luminous buttons can follow the progression of the drum carrying the slides by the lighting of indicating lamps up to the stop position on which the lamp will remain lit.

The use of telecines and slide projectors : monitoring. All these equipments provide for studio sources of synchronous signal just as the cameras themselves do. The basic signal is distributed to them from the Nodal Centre with suitable phasing.

A switching bay receives on one hand the telecine and slide projector signals, as well as the remote control signals, and on the other hand the corresponding circuits going towards the studio. A jackfield equipped with sockets and double-enders provided with multipoint connectors makes it possible to associate simultaneously two telecines and two slide projectors with the same studio. All the video circuits, the video feedback circuit, the sound and the sound feedback circuit, the remote control signalling and the controls are transferred by the same connector.

Monitoring. The vision signal coming from the telecines and the slide projectors goes as a test signal to a pre-selector. Two outputs of this pre-selector are used to provide monitoring of a bay. In the same way, the vision feedback signals coming from the studio equipment also pass as test signals to another pre-selector before being sent on the special vision feedback circuit for the telecines.

1.1.3. *Use of vision signals at the Nodal Centre : general switching panel : monitoring.*

The use of the vision signal at the Nodal Centre is arranged by means of a general switching panel with which is associated bay monitoring and a desk monitor. The switching panel receives:

— two pairs of coaxials from each of the studios and from the telecine and slide projector room,

— three output coaxial pairs to each of the studios and to the telecine and slide projector room,

— two coaxial outgoing pairs towards the maintenance room,

— one coaxial pair outgoing towards the large screen projection cubicle in studio 102.

This panel takes, in addition :

— the video outputs of the high frequency receivers of the final vision programmes and the input of the corresponding distributors,

— the inputs and outputs of four video distributors as well as those of two test circuits,

— signals from other bays at the Nodal Centre.

Monitoring. The monitoring equipment on the bay includes :

— two 25 cm, receivers

— one 43 cm receiver with which are associated three oscilloscopes.

The monitoring equipment on the desk includes :

— two 43 cm receivers and

— two oscilloscopes.

All these equipments are dual standard.

Monitoring is carried using two switched pre-selectors either from the bay or from the desk. Two simultaneous monitoring operations can occur in each of these two positions. The eight pre-selector inputs receive the monitoring output of input or

soit de la baie, soit du pupitre. Deux contrôles simultanés peuvent être réalisés de chacune de ces deux positions. Les 8 entrées des présélecteurs reçoivent la sortie de contrôle des amplificateurs video d'arrivée ou de départ et les renvois de modulation qui peuvent être commutés sur les entrées disponibles. En particulier, les sondes permettent un contrôle permanent sur la liaison-même du signal transmis.

L'ensemble des matériels de commutation et de contrôle occupe trois baies (fig. 4).

1.2. Installation « son »

Cette installation assure la transmission de la modulation « son » accompagnant l'image, ainsi que celles du retour d'écoute du téléphone de service et des ordres.

L'exploitation par faisceaux, qui a été retenue, conditionne les équipements du centre Nodal. L'ensemble des matériels est contenu dans trois armoires répartiteurs et quatre baies.

1.2.1. *Liaisons extérieures*

Ces liaisons comprennent : douze quartes d'accompagnement des quatre paires coaxiales en liaison directe avec Cognacq-Jay. deux câbles à 112 paires et deux câbles à 28 paires sous écran qui transitent par le répartiteur général « radio » de la Maison de l'ORTF.

Toutes ces liaisons aboutissent dans les armoires répartiteurs à partir desquelles se feront toutes les jonctions.

Pour l'exploitation « départ » ont été constitués : sept faisceaux complets vers Cognacq-Jay. (Un faisceau complet comprend : un circuit de modulation, un circuit retour d'écoute, un circuit téléphonique, un circuit double d'ordres (une paire par sens de transmission) (fig. 5). L'exploitation « départ » comporte également, un faisceau annexe vers Cognacq-Jay

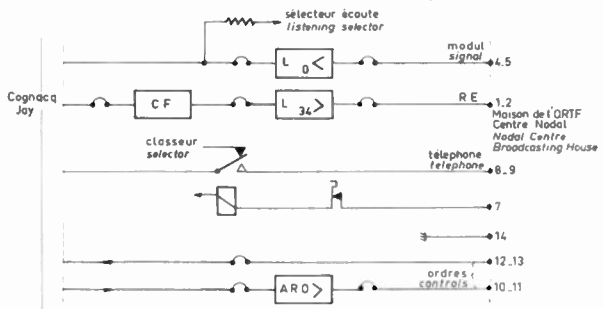


FIG. 5. — Centre nodal. Faisceau « départ » vers Cognacq-Jay.
— Nodal Centre. Output grouped-circuits towards Cognacq-Jay.

(sans ordres) et un faisceau vers le centre distributeur de modulation radio de la Maison de l'ORTF (sans ordres). Etant donné la courte distance, le circuit de retour d'écoute ne comporte pas de correcteur.

Le circuit de modulation est équipé d'un amplificateur de départ à la sortie duquel est connecté en dérivation un sélecteur d'écoute ; celui de retour d'écoute d'un correcteur fixe et d'un amplificateur d'arrivée. Le circuit téléphonique comporte un relais d'aiguillage qui le fait aboutir sur un classeur téléphonique (pupitre de contrôle) lorsque le faisceau n'a pas été affecté. Enfin le circuit d'ordres « arrivée » est équipé d'un amplificateur.

Pour l'exploitation « arrivée » ont été constitués :

— quatre faisceaux complets venant de Cognacq-Jay (le faisceau complet a la même composition que le faisceau départ) (fig. 6).

— un faisceau venant du Centre distributeur de modulation radio (sans correcteur ni ordres).

output video amplifiers and the signal fed back which can be switched on to available inputs. In particular, the test arrangements allow permanent monitoring on the transmitted signal circuit.

The whole of the switching and monitoring equipment occupies three bays (fig. 4).

1.2. Sound installation

This installation looks after the transmission of the sound signal which accompanies the picture as well as that of the audio feedback circuit, the service telephone and the control circuit.

The grouped-circuit arrangement which is used conditions the equipment of the Nodal Centre. The whole of the equipment is contained in three distribution cabinets and four bays.

1.2.1. *External lines*

These circuits consist of :

12 quads with 4 coaxial pairs providing direct connection with Cognacq-Jay,

2 cables of 112 pairs and 2 cables of 28 screened pairs which go through the general radio distributor in Broadcasting House.

All these connections terminate in distribution cabinets by means of which all the connections are made.

For the outgoing requirement there are seven complete grouped-circuits towards Cognacq-Jay (a complete grouped-circuit consists of one signal circuit, one audio feedback circuit, and one double control circuit-one pair for each direction of transmission (fig. 5).

One auxiliary grouped-circuit to Cognacq-Jay (without controls).

One grouped-circuit to the signal switching centre in Broadcasting House (without controls). In view of the short distance the audio feedback circuit does not include any equaliser.

The signal circuit is provided with an output amplifier at the output of which is connected in parallel a listening selector : that of the audio feedback, a fixed equaliser, and of an input amplifier.

The telephone circuit includes a relay which makes it terminate on to a telephone instrument (on the control desk) when the grouped-circuit has not been used. The incoming control circuit is provided with an amplifier.

For the incoming operation there are :

— four complete grouped-circuits coming from Cognacq-Jay (the complete grouped-circuit has the same make-up as the outgoing grouped-circuit (fig. 6).

— one grouped-circuit coming from the radio signal distribution centre (without equaliser or controls).

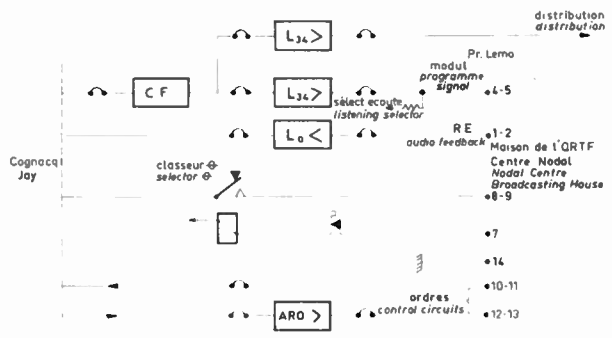


FIG. 6. — Centre nodal. Faisceau « arrivée » de Cognacq-Jay.
— Nodal Centre. Incoming grouped-circuits from Cognacq-Jay.

L'équipement de chaque circuit est le même que celui des circuits des faisceaux « départ » en considérant le sens de transmission. Toutefois le circuit de modulation comporte, après le correcteur fixe, un amplificateur séparateur en dérivation sur l'amplificateur de ligne pour permettre une distribution de la modulation.

1.2.2. *Liaisons intérieures*

Les liaisons comprennent un faisceau d'arrivée de chacun des studios et deux faisceaux d'arrivée des télécinémas (fig. 7).

Chaque faisceau comprend : un circuit de modulation avec un amplificateur de distribution et une dérivation vers un sélecteur d'écoute, un circuit de retour de modulation, un circuit téléphonique, un circuit double d'ordres, une boucle de commande du relais d'aiguillage téléphonique du faisceau extérieur.

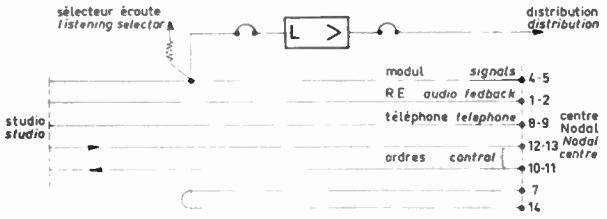


FIG. 7. — Centre nodal. Faisceau « arrivée » des studios.
— Nodal Centre. Incoming studio grouped-circuits.

Les liaisons intérieures comportent également trois faisceaux de « départ » vers chacun des studios, de même composition que les faisceaux arrivée, mais sans amplificateur ni dérivation d'écoute.

1.2.3. *Ordres*

L'installation comprend, en outre, un réseau d'ordre général qui met le Centre Nodal en relation, à l'extérieur, avec le Centre Nodal de Cognacq-Jay (positions image et son) et, à l'intérieur, avec chacune des régies des studios (positions image et son) et avec chacun des équipements des studios et la position centrale de la salle des télécinémas.

1.2.4. *Implantation des matériels des baies*

Les quatre baies citées au début du chapitre ont les affectations suivantes :

— une baie d'appareillage de mesure, de même composition que celles utilisées en radio,

— deux baies d'amplificateurs et de correcteurs,

— une baie de commutation dont le panneau reçoit toutes les embases des connecteurs à prises multiples des faisceaux, côté extérieur et côté intérieur.

1.2.5. *Pupitre de contrôle*

Ce pupitre qui est commun avec l'image assure l'exploitation des liaisons d'ordres et de téléphone, ainsi que le contrôle des modulations à partir de sélecteurs. Les claviers de sélection permettent un contrôle sonore, un contrôle visuel (vumètre) ou même un enregistrement du niveau de modulation.

2. Equipement de studio

2.1. EQUIPEMENT VIDEO

Les équipements video des trois studios 101, 102 et 108 sont pratiquement semblables et ne diffèrent que par le nombre de

The equipment of each circuit is the same as that of the outgoing grouped circuit in relationship to the direction of transmission. However, the signal circuit includes, after the fixed corrector, a separator amplifier in parallel with the line amplifier to provide for distribution of the signal.

1.2.2. *Internal connections*

The following grouped-circuits have been provided : one incoming grouped-circuit from each of the studios and two incoming grouped-circuits from the telecines (fig. 7).

Each grouped-circuit includes : one signal circuit with a distribution amplifier and a parallel for a listening selector, one return signal circuit, one telephone circuit, one double control circuit, one control loop of telephone relays for the external grouped-circuit, three outgoing grouped-circuits but without amplifier or parallel listening.

1.2.3. *Controls*

The installation includes, additionally, a general control network which puts the Nodal Centre into communication with :

externally : the Nodal Centre of Cognacq-Jay : sound and vision positions ;

internally : each of the studio control positions : sound and vision positions, each of the studio equipments and the central position of the telecine room.

1.2.4. *Placing of bay material*

The four bays quoted at the beginning of the section have the following associations :

— one bay of measuring equipment of the same make-up as those used in radio,

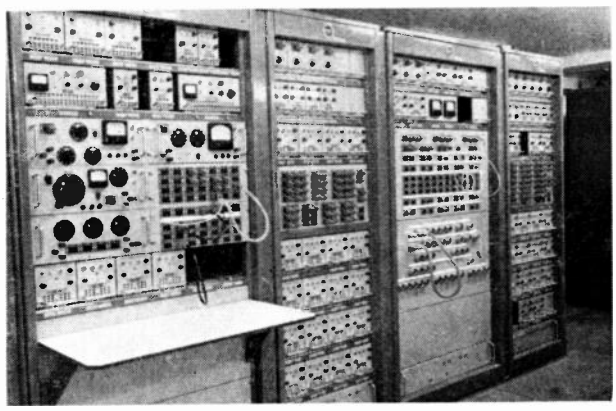


FIG. 8. — Centre Nodal. Equipement son.
— Sound equipment, Nodal Centre.

— two amplifier and equaliser bays,

— one switching bay.

The switching panel carries all the connection sockets for the multiway connectors from the outside and inside grouped-circuits.

1.2.5. *Control desk*

This desk, which is common with vision, looks after the working of the control and telephone circuits as well as the

caméras ; aussi la description sera faite pour un équipement-type et les différences seront signalées pour chacun des studios.

2.1.1. *Caméras*

La commande des équipements de prise de vues directes pour la Maison de l'ORTF étant antérieure à la sortie sur le marché français des équipements à tube d'analyse « image orthicon 4″½ », les caméras comportent le tube « image orthicon 3 » comme celles des studios Cognacq-Jay (fig. 9). Les circuits de caméras et de voie utilisent encore des lampes, toutefois certains circuits ont été transistorisés.

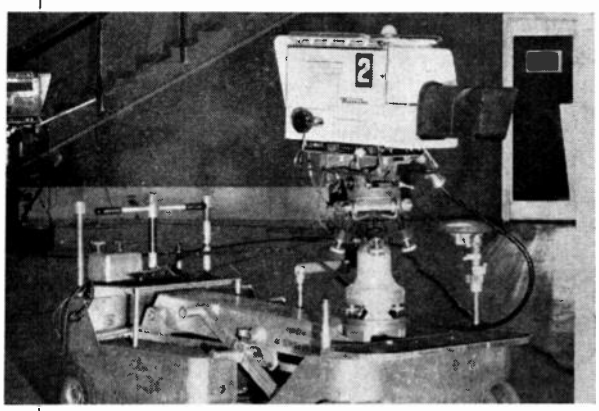


FIG. 9. — Caméra de télévision.
— Television camera.

L'adoption de ces équipements n'a pas permis d'envisager une exploitation technique à personnel réduit comme pour des studios de construction plus récente : FRANCŒUR par exemple. Néanmoins des dispositions ont été prises pour réduire ce personnel dans la mesure où l'expérience montrerait que la stabilité des réglages limiterait les interventions. Dans ce but, certains réglages de voie, retouchés normalement en exploitation, ont été renvoyés sur un pupitre de commande : diaphragme et niveau du noir.

L'implantation des matériels est celle des studios TV français : matériels video dans la salle des équipements, pupitres de commande dans la régie.

2.1.2. *Salle des équipements « video »*

Les matériels divers sont groupés dans deux baies normalisées alors que les voies des caméras sont disposées dans un meuble en forme de pupitre.

Un pupitre de contrôle complète l'équipement.

Une des baies, appelée « baie d'amplification » reçoit :

— un groupe de quatre distributeurs de signaux de base. Ces distributeurs ont leur entrée commutable sur les signaux des deux standards provenant du Centre Nodal. Cette commutation est commandée du pupitre de controle.

— sept amplificateurs - correcteurs - séparateurs affectés à trois liaisons venant du Centre Nodal (modulations extérieures) et à quatre liaisons venant de la salle des télécinémas et analyseurs de diapositives.

— un séparateur de signaux destiné à l'asservissement du générateur de synchronisation du centre Nodal.

— deux amplificateurs correcteurs : un pour l'image finale programme et un pour les mires.

— quatre distributeurs complètent cette baie.

signal monitoring using selectors. The selection keys allow sound control, vision control (VU meter) or even the recording of the modulation level.

2. Studio equipment

2.1. VISION EQUIPMENT

The vision equipments of the three studios 101, 102 and 108 are practically identical and differ only in the number of cameras. Therefore the description will be for one typical equipment and the differences will be indicated for each of the studios.

2.1.1. *Cameras*

The decision to purchase camera equipment for Broadcasting House having been made before the arrival on the French market of 4″ ½ image orthicon tubes, the cameras are equipped with the 3″ image orthicons like those in the studios of Cognacq-Jay. The camera and channel circuits still use valves although some circuits have been transistorised. The adoption of these equipments has not made it possible to envisage technical operations with reduced staff as in studios of more recent construction : FRANCŒUR for example. Nevertheless arrangements have been made to reduce staff as far as experience shows that the reliability of the operation limits the necessity for intervention.

For this purpose certain channel controls, sometimes adjusted in use, have been taken to the control desk, these being iris and black level.

The disposition of the equipment is that commonly used in French television studios :

Vision equipment in the equipment room.

Control desks in the gallery.

2.1.2. *Vision control room*

The various equipments are grouped in two standardised bays while the camera channels are in a unit of desk form.

A control desk completes the equipment.

One of the bays, called the amplifier bay, carries :

— one group of four basic signal distributors. These distributors have their inputs switchable to the signals of two standards coming from the Nodal Centre. This switching is operated from the control desk,

— seven correcting separating amplifiers associated with : three circuits coming from the Nodal Centre (external signals), four connections coming from the telecine and slide projection room.

— one signal separator intended for the supply of the synchronous generator in the Nodal Centre,

— two correcting amplifiers, one for the final programme picture, one for test cards.

— four distributors completing that bay.

The other bay, called the connection bay, carries :

— two pre-selectors having eight inputs and four outputs,

— one mixer having eight synchronous inputs and three external outputs,

— one effects generator,

— one group of twelve test devices having two auxiliary outputs,

— one switching panel.

L'autre baie, appelée « baie de liaison » reçoit :

— deux présélecteurs à huit entrées et quatre sorties,

— un mélangeur à huit entrées synchrones et trois entrées extérieures,

— un générateur d'effets,

— un groupe de douze sondes à deux sorties auxiliaires,

— un panneau de commutation.

2.1.2.1. *Schéma de principe* (fig. 10).

Chaque source de modulation arrive, soit avec les deux signaux « vision » et « video » (cas des caméras), soit avec le seul signal « video » (cas des sources extérieures au studio ou à la Maison de l'ORTF). Dans ces deux derniers cas, le signal « video » entre dans un amplificateur-correcteur-séparateur d'où repartent les deux signaux, « vision » et « video ».

A) *Mélange et présélection des sources.* Le commutateur mélangeur ne possède que huit entrées synchrones et trois entrées extérieures. Il est donc nécessaire de procéder à une présélection des sources avant leur entrée dans le mélangeur. Toutes les caméras sont affectées directement aux entrées synchrones, en général cinq. Il reste donc trois entrées qui seront affectées au présélecteur. Cet appareil est du type huit entrées quatre sorties. Les sources à « présélectionner » sont les sources normalement synchrones : au maximum deux télécinémas et deux analyseurs de diapositives et celles susceptibles de l'être : la source extérieure sur laquelle un asservissement aura été effectué et exceptionnellement les sources extérieures qui auraient pu être rendues synchrones par un autre centre (*).

Pourront donc entrer dans le présélecteur, outre le signal vision de la source extérieure privilégiée sur laquelle l'asservissement aura été réalisé, les signaux « vision » de trois sources extérieures. Enfin, les signaux « video » des trois sources extérieures pourront être affectés aux trois entrées extérieures du mélangeur.

Avant leur entrée dans le mélangeur toutes ces sources passent dans des sondes à deux sorties auxiliaires qui seront en général utilisées pour les contrôles. Toutefois pour les sources extérieures (signal video), une sortie auxiliaire sera prise dans un nouveau présélecteur (présélecteur d'asservissement) qui permettra de « sélectionner » la source sur laquelle l'asservissement sera réalisé. Ce signal « video » « présélectionné » est envoyé dans un séparateur qui en extraira le signal « vision » synchrone déjà cité plus haut et le signal de synchronisation qui sera renvoyé au centre nodal pour l'asservissement du générateur de signaux de base.

Le commutateur-mélangeur est relié à un générateur d'effets dont il possède la présélection des images à « truquer ». Le générateur d'effets est à cartes amovibles dont chacune correspond à un effet, et le choix en est très important. Par simple sélection sur l'appareil, l'opérateur a un choix de 12 effets. Une carte universelle permet même de composer un effet inédit. En outre un index mobile peut être superposé à une image.

B) *Signalisation.* La signalisation « antenne » est renvoyée à partir du commutateur mélangeur, le cas échéant, au travers du présélecteur, jusqu'à la source de modulation pour toutes les sources internes à la Maison de l'ORTF : caméra, télécinémas ainsi qu'aux récepteurs de contrôle de régie correspondants.

(*) Ces moyens peuvent paraître superflus, mais il est bon de rappeler que dans l'émission « Intervilles », le Centre Cognacq-Jay effectuait des « trucages » sur deux modulations extérieures. Il était asservi sur une de ces modulations et avait rendu l'autre synchrone en effectuant sa conversion dans le même standard.

2.1.2.1. *Block diagram* (fig. 10).

Each signal source arrives either with two components, vision and video (as for cameras) or with the video signal alone (as for sources external to the studio and sources external to Broadcasting House). In these two latter cases the video signal goes into an amplifier-corrector-separator from which emerge the two signals, vision and video.

A) *Mixing of pre-selector sources.* The switching mixer possesses only eight synchronous inputs and three exterior inputs. It is therefore necessary to make a choice of sources before they are injected into the mixer. All the cameras are associated directly with synchronous inputs, in general five. There remain therefore three inputs which are associated with the pre-selector. This equipment is of the type having eight inputs and four outputs. The sources to be pre-selected are the sources usually synchronous : at the maximum two telecines and two slide projectors, and those capable of being so : the exterior source on which a slaving will be effected and exceptionally, exterior sources which have been made synchronous by another centre. (*).

There can therefore enter the pre-selector, in addition to the vision signal of the chosen external source on which the slaving has been achieved, the vision signals of three external sources. The video signals of three external sources can be associated with three external inputs of the mixer.

Before their entry to the mixer all these sources pass into test equipment with two auxiliary outputs which are generally used for monitoring. However, for the external sources (video signal) an auxiliary output will be taken by a new pre-selector (a slave pre-selector) which makes it possible to choose the source on which control will be imposed. This pre-selected video signal is sent to a separator which extracts from it the synchronous

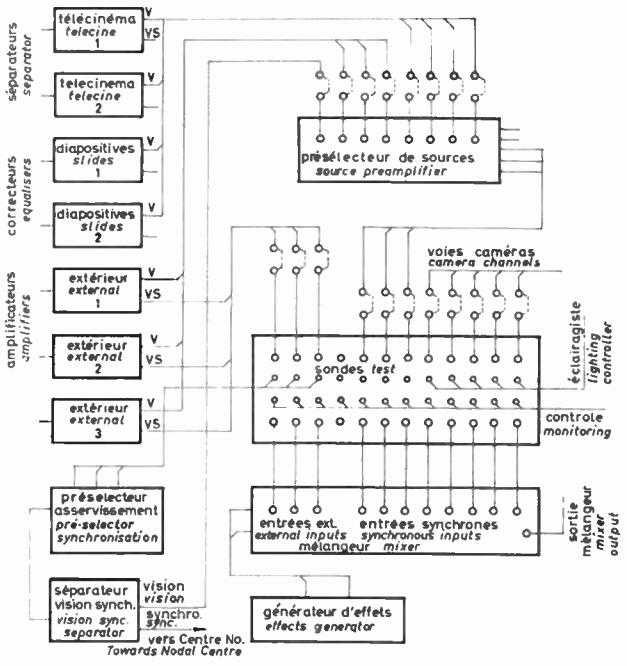


FIG. 10. — Schéma de principe de liaison des sources au commutateur mélangeur.

— Basic diagram of the connection of sources to the mixing switch.

(*) These measures could appear superfluous but it is well to remember that in the « Intervilles » transmission the Cognacq-Jay Centre applied effects to two external signals. It was synchronised to one of these signals and made the other synchronous by converting it to the same standard.

2.1.2.2. *Commandes et contrôle*

A) Meuble pupitre des voies de caméra. Ce meuble reçoit les voies qui comportent un récepteur de contrôle et un oscilloscope de profil incorporés. Sur le « Keyboard » est placé le pupitre simplifié de commande de la voie : niveau du noir et diaphragme. Au-dessus des voies, des récepteurs de contrôle donnent l'image de sortie du studio.

B) Pupitre de contrôle. Le pupitre est équipé de

— deux récepteurs bi-standard associés chacun à un oscilloscope de contrôle,

— d'un clavier de présélection qui lui permet de contrôler chacune des images en entrée sur le présélecteur de sources (4e sortie du présélecteur),

— d'une commande de changement de standard de tous les récepteurs : salles des équipements, régie, plateau, speaker, éclairagiste,

— d'un inverseur de commande du présélecteur d'asservissement : commande locale ou renvoi en régie sur le pupitre du chef d'émission.

2.1.3. *Régie*

L'équipement video de la régie comprend essentiellement :

— le pupitre du réalisateur avec les commandes du commutateur-mélangeur et du générateur d'effets,

— le pupitre du chef d'émission avec les commandes des présélecteurs de sources et d'asservissement, de démarrage des télécinémas, de présélection des vues des analyseurs de diapositives,

— la baie de récepteurs de contrôle située devant les pupitres.

2.1.4. *Plateau et éclairagiste*

Diverses prises de récepteurs sont réparties sur le plateau du studio. Elles aboutissent sur la platine de commutation de la salle des équipements. L'éclairagiste dispose des images des voies caméras qu'il peut sélectionner sur un récepteur. Il reçoit l'image finale du studio sur un second récepteur.

2.2. Equipement « son »

Cet équipement permet d'effectuer des prises de son sur un plateau occupé par des décors sur lesquels l'opérateur n'aura qu'une vue très restreinte, alors que les séquences pourront se dérouler à rythme accéléré. Ces conditions conduiront à disposer d'un réseau microphonique développé qu'un panneau de brassage permettra de réduire aux circuits réellement utilisés.

En plus des sources microphoniques, l'opérateur disposera de magnétophones et de tourne-disques, des modulations provenant des télécinémas et celles des sources extérieures à la Maison de l'ORTF.

2.2.1. *Composition de l'équipement*

L'équipement se compose essentiellement des matériels ci-après, implantés dans la régie :

— un réseau de câbles provenant de prises microphoniques réparties sur le plateau et aboutissant sur un répartiteur placé dans la régie ;

— une baie de préamplificateurs microphoniques (microphones électrodynamiques) ou d'alimentation de microphones électrostatiques ;

— une console de prise de son reliée à la baie précédente ainsi qu'à celles d'amplificateurs de ligne et de correcteurs. Cette console comprend des amplificateurs de mélange, des correcteurs, des commutateurs, etc. ;

— une baie d'alimentation pour les amplificateurs de mélange ;

vision signal already mentioned above and the synchronisation signal which will be sent to the Nodal Centre for the locking of the basic signal generator.

The mixer switch is connected to an effects generator with a pre-selection of pictures to be manipulated. The effects generator has adjustable arrangements of which each corresponds to an effect, and the choice of them is very large. By simple selection on the equipment, the operator has a choice of twelve effects. A universal card even makes it possible to form a new effect. In addition, a pointer can be superimposed on a picture.

B) *Signalling*. The « on the air » signal comes from the mixer switch and, if necessary, by way fo a pre-selector to the signal source for all the internal sources of Broadcasting House, namely cameras, telecines, as well as monitoring receivers in the corresponding gallery.

2.1.2.2. *Controls and monitoring*

A) Camera channel control desk. This desk takes the channels which make up a monitoring receiver and an included waveform monitor. On the keyboard is displayed the simplified control desk of the channel, black level and iris control. Behind, the monitoring receivers show the output picture of the studio.

B) Control desk. The desk is equipped with :

— two dual-standard receivers, each being associated with a monitoring oscilloscope,

— a pre-selection keyboard which makes it possible to monitor each of the pictures at the input on the source pre-selector (fourth output of the pre-selector),

— a standard changing control for all receivers : in the equipment room, the gallery, the floor, and announcer and the lighting man,

— a control changeover for the synchronising pre-selector : local control or sent for control to the principal programme desk.

2.1.3. *Control gallery*

The video equipment of the control gallery consists essentially of :

— the producer's desk with the cut and mix controls and the effects generator,

— the principal control desk with control of the source pre-selector synchronisation, starting up of telecines, the pre-selection of pictures on the slide projector,

— the monitoring receiver bay situated in front of the desks.

2.1.4. *Floor and lighting*

Various receiver plugs are distributed on the floor of the studio. They terminate on the switch panel of the equipment room.

The lighting man has available images from the camera channels that he can choose on a receiver. On a second receiver he has the final studio picture.

2.2. *Sound equipment*

This equipment is for the pick-up of sound on a studio floor crowded by sets over which the operator has only a very limited view, while the sequences may occur at a high rate. These conditions make it necessary to set up a complicated microphone network which a plug and jack panel then make it possible to reduce to circuits which are really useful.

In addition to microphone sources, the operator has available tape machines and turntables, signals coming from the telecine, and sources external to Broadcasting House.

— une baie d'amplificateur de lignes et d'amplificateurs de puissance ;

— un répartiteur de lignes extérieures, un groupe de magnétophones et un groupe de tourne-disques.

2.2.1.1. *Répartiteur microphonique.* — Ce répartiteur comporte en général 56 entrées alors que le nombre de sorties est limité à 28. Les liaisons se font par dicordes à 9 broches.

2.2.1.2. *Baie de préamplificateurs ou d'alimentation pour microphones électrostatiques.* — Ces appareils sont enfichables et mécaniquement interchangeables ce qui permet de doser l'équipement microphonique au type de production. La capacité de la baie est de 28 appareils. Elle comprend également un panneau de brassage.

2.2.1.3. *Console de prise de son.* — Cette console est équipée (fig. 11) :

a) D'amplificateurs de mélange du type « radio » à 2 entrées *A* et *B* et à 3 sorties : directe, réverbérée, sonorisation. Ces amplificateurs sont disposés en 4 groupes :

— deux groupes de 4 amplificateurs (groupes 1 & 2), associés au panneau de brassage de la baie de préamplificateurs, correspondant à 16 sources.

2.2.1. *Make-up of the equipment*

The equipment consists essentially of :

— a network of cables coming from microphone points distributed over the studio floor and terminating on a distributor placed in the gallery,

— a bay of microphone preamplifiers (electrodynamic microphones) or supplies for electrostatic microphones,

— a sound control desk connected to the preceding bay as well as to that of the line amplifiers and equalisers. This console includes mixing amplifiers, equalisers, switching, etc.

— a supply bay for the mixing amplifiers,

— a line amplifier and power amplifier bay,

— an external line distributor,

— a tape machine group,

— a turntable group.

All this equipment is set out in the gallery.

2.2.1.1. *Microphone distributor.* — This distributor handles 56 inputs while the number of outputs is limited to 28. The connections are made by double-enders with 9 pins.

2.2.1.2. *Bay of pre-amplifiers or of supplies for electrostatic microphones.* — These equipments are plug-in and mechanically

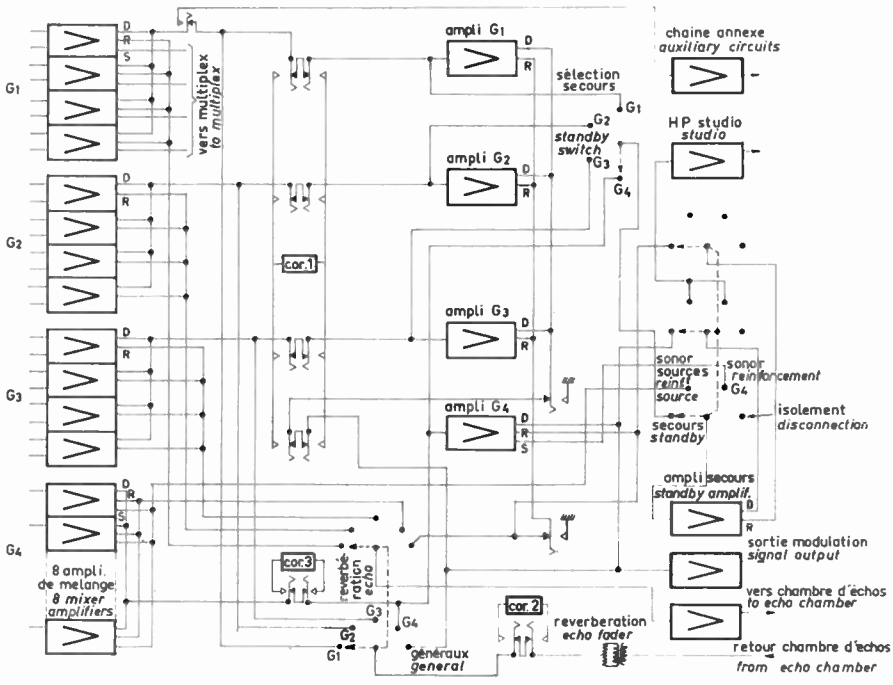


FIG. 11. — Schéma de principe simplifié de la console de prise de son.

FIG. 11.— Diagram of the basic principle of the sound control desk.

— un groupe de 4 amplificateurs (groupe 3) réservé en principe aux « micros perche » et aux « micros girafe », correspondant à 8 sources microphoniques.

— un groupe de 8 amplificateurs (groupe 4) réservés aux speaker, 2 télécinémas, 2 entrées extérieures, 1er ensemble de 2 tourne-disques, 2e ensemble de 2 tourne-disques ou ensemble mixte tourne-disques magnétophone, ensemble de 2 magnétophones. Dans ce groupe 4, seule l'entrée *A* des amplificateurs de mélange est utilisée.

b) De quatre amplificateurs intermédiaires correspondants à chacun des groupes avec l'atténuateur général du groupe. Les sorties de ces 4 amplificateurs reliées ensemble constituent la sortie de la console qui alimente l'amplificateur de départ.

interchangeable, which makes it possible to choose the microphone equipment for the type of production. The capacity of the bay is 26 instruments. It includes also a plug panel.

2.2.1.3. *Sound control desk* (fig. 11). — This console is equipped with :

a) mixing amplifiers of the sound type having 2 inputs A and B and 3 outputs : direct, with echo, and sound reinforcement.

These amplifiers are divided into four groups :

— two groups of four amplifiers (groups 1 and 2) associated with a plugboard in the pre-amplifier bay corresponding to 16 sources,

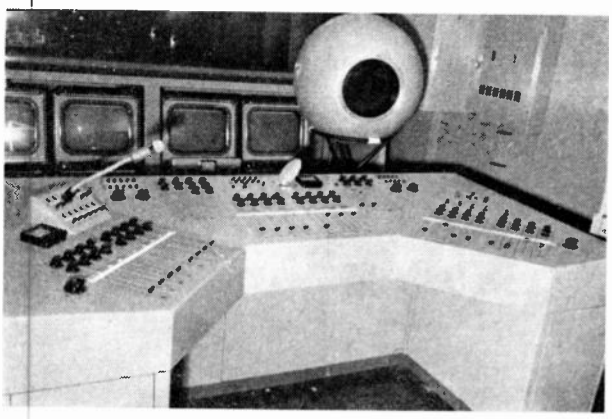


FIG. 12. — Console de prise de son.
— Sound control desk.

L'équipement de la console comprend encore (fig. 12) un amplificateur intermédiaire de secours, trois amplificateurs correcteurs, un potentiomètre double pour la réverbération variable, une platine d'ordres et divers accessoires : commutateurs, clés, vumètres, voyants.

2.2.1.4. *Groupes de machines tourne-disques et de magnétophone.* — Ces sources sont associées deux par deux par un pupitre de commande placé entre les deux machines. A chaque machine est associé un potentiomètre et l'opérateur des machines effectue l'enchaînement entre les deux sources d'un même groupe.

2.2.1.5. *Possibilités de l'ensemble de l'installation.* — Indépendamment du son direct, les équipements « son » permettent :

1° la réverbération sur chacun des quatre groupes ou sur la sortie console ;

2° la sonorisation d'un nombre quelconque des huit sources auxiliaires et de la sortie de l'amplificateur intermédiaire correspondant ; le complément de ces sources peut être soumis à la réverbération ;

3° l'insertion d'un correcteur soit sur la sortie d'un des trois groupes « micros » soit sur la sortie de leur mélange ;

4° l'insertion d'un correcteur sur la sortie du groupe 4 ;

5° l'insertion d'un correcteur sur la modulation réverbérée ;

6° l'utilisation d'une chaîne annexe avec, comme sources, le 1er groupe « micros » ;

7° l'adjonction d'un dispositif multiplex quatre voies qui, grâce à la sortie sonorisation des amplificateurs de mélange du 1er groupe « micros », permet en cas de multiplex, d'envoyer en retour sur un point donné la modulation d'ensemble sauf la modulation émanant de ce point.

2.2.2. *Pupitre de Chef d'émission*

Ce pupitre est commun avec l'image ; pour le son, il comprend la commande de l'affectation des lignes extérieures, des tests et le réseau d'ordres général.

2.3. Implantation des matériels

Le pupitre de commande « image » et la console « son » sont disposées en ligne avec une position « script » intercalée. Les récepteurs de régie sont placés devant le réalisateur et le

— one group of four amplifiers (group 3) reserved in principle to boom microphones and swan-neck microphones, corresponding to eight microphone sources,

— one group of eight amplifiers (groupe 4) reserved for the announcer, two telecines, two external inputs, first collection of two turntables, second collection of two turntables, or the mixed collection of turntables and tape machines, assembly of two tape machines. In this group 4, only input *A* of the mixing amplifiers is used.

b) Of four intermediate amplifiers corresponding to each of the groups with the general attenuation of the group. The outputs of these four amplifiers connected together constitute the output of the desk which feeds the outgoing amplifier.

The console equipment includes again (fig. 12): one intermediate standby amplifier, three equaliser amplifiers, one double potentiometer for variable reverberation, one control panel, various accessories, switches, keys, VU-meters.

2.2.1.4. *Groups of disk machines and tape machines.* — These sources are associated two by two by a control desk placed between two machines. With each machine is associated a potentiometer and the operator of the machines looks after the linking between two sources of the same group.

2.2.1.5. *Possibilities of the whole installation.* — Independently of direct sound, the sound equipments provide for :

1st) echo on each of four groups or on the console output,

2nd) sound reinforcement of any number of eight auxiliary sources and of the output of the corresponding intermediate amplifier. The remainder of these sources can be given reverberation,

3rd) the insertion of an equaliser either on the output of one of the three microphone groups or on the output of their mixer,

4th) the insertion of an equaliser on the output of group 4,

5th) the insertion of an equaliser on the signal after echo,

6th) the use of an auxiliary chain with as sources the first microphone group,

7th) the addition of a 4-channel multiplex device which, by virtue of the sound reinforcement output of the mixing amplifier of the first group of microphones, allows, in the multiplex instance, the feeding back to a given point of the whole modulation except the signal coming from that point.

2.2.2. *Chief of Programme's desk*

This desk is uniform with vision. It includes for sound : control of the external line connections, tests and the general control network.

2.3. Arrangement of the apparatus

The vision control desk and the sound desk are arranged in line with a script position between them. The monitoring receivers are placed in front of the producer and the sound controller. The operator of the tape machine and disk equipment is placed to the side of the sound desk and close to the microphone source distributor. The director's desk overlooks everything.

preneur de son. L'opérateur des magnétophones et tourne-disques est situé du côté de la console « son » et à proximité du répartiteur des sources microphoniques. Enfin le pupitre du Chef d'émission surplombe l'ensemble.

2.4. Particularités des studios TV

Le studio 101 exploité en « radio » et « télévision » possède une prise de son « radio » commune avec la télévision. Il dispose de quatre caméras.

Le studio 108 n'est exploité qu'en télévision et possède un équipement complet TV. Il dispose de trois caméras. De plus, une projection sur écran transparent est possible à partir du local « équipements ».

Le studio 102 exploité en « radio » et « télévision » possède un équipement distinct « son » TV. Il dispose de cinq caméras. En outre ce studio, destiné aux émissions publiques est équipé :

— d'une cabine de projection 35 mm et 16 mm : deux projecteurs de chaque type. Ces projecteurs utilisent une lampe xénon 2 500 W et peuvent être munis d'un objectif anamorphoseur pour la projection des films « cinémascope » ;

— d'une cabine de projection « video » grand écran « Eidophore ». Cet appareil projette en noir-blanc, mais à partir d'une source video couleur à système séquentiel, il pourrait projeter en « couleur ».

La liaison du projecteur grand écran aux arrivées « video » se fait par l'intermédiaire d'un présélecteur. En fait, ce sont les entrées et les sorties disponibles du présélecteur d'asservissement qui sont utilisées.

Le studio 104, dont l'équipement a été différé, possède néanmoins un réseau de câbles caméras qui permettra de l'exploiter à partir des équipements du studio 102.

3. Cabines de projection

Indépendamment du studio 102 équipé pour la projection de films, la Maison de l'ORTF est dotée d'une salle de projection 35 mm pouvant recevoir une trentaine de spectateurs et de trois cabines de projection à usage « radio » et « visionnage ».

Ces cabines possèdent des projecteurs avec une lampe « xénon » de 1 600 W :

Cabine n° 134 : 2 projecteurs 35 mm,

Cabine n° 135 : 2 projecteurs 16 mm,

Cabine n° 136 : 1 projecteur 35 mm et 1 projecteur 16 mm.

Particularités de la lecture « son » sur les projecteurs :

— appareils 35 mm : lecture optique ou lecture magnétique sur quatre pistes pour les films cinémascopes ;

— appareils 16 mm : lecture optique, lecture sur piste magnétique couchée et lecture sur double bande magnétique.

4. Visionnage

La Maison de l'ORTF étant le siège de l'Office, il a été jugé utile de prévoir un réseau de visionnage destiné aux Autorités de contrôle.

L'installation comprend essentiellement un groupe de modulateurs qui diffuse sur des liaisons particulières un signal haute fréquence. Le canal a été choisi dans la bande I pour éviter les perturbations avec l'émetteur local bande III. La modulation qui provient de l'un quelconque des centres de production : direct, magnétoscope, télécinéma, arrive sous la forme video, accompagnée du « son » correspondant et est introduite dans le

2.4. Peculiarities of the television studios

Studio 101, used in radio and in television, has common sound pick-up for radio and television. It uses four cameras.

Studio 108 is used only in television and has a complete television equipment. It has available three cameras. In addition, projection on a transparent screen is possible using local equipment.

Studio 102, used in radio and in television, has a separate sound equipment for television. It has available five cameras. In addition, this studio, intended for audience programmes, is equipped with :

— a 35 mm and 16 mm projection room having two projectors of each kind. These projectors use a zenon lamp of 2 500 W and can be provided with an anamorphosor lens for the projection of cinemascope films,

— a vision projection cubicle of the large screen Eidophore type. This equipment projects in black and white, but from a colour video source using a sequential system it can project in colour.

The connection of the large screen projector to the video inputs is made by means of a pre-selector. It is in fact the inputs and outputs from the synchronised pre-selector which are used.

Studio 104, whose equipment has been deferred, possesses nevertheless a normal camera cable network which allows it to be used with the equipment of studio 102.

3. Projection cubicles

Independently of studio 102, equipped for the projection of films, Broadcasting House has :

— a 35 mm projection room, able to take an audience of about 30,

— three projection rooms, useful for radio or television.

These cubicles possess the following equipment :

N° 134 two 35 mm projectors

N° 135 two 16 mm projectors

N° 136 one 35 mm projector and one 16 mm projector

All these projectors use a zenon lamp of 1 600 W.

Special features of the sound reproduction in these projectors :

— 35 mm optical productions or magnetic productions on four tracks for cinemascope films

— 16 mm optical reproduction, magnetic strip reproduction and double band magnetic reproduction.

4. Viewing

Broadcasting House being the Headquarters of ORTF, it seemed useful to provide a vision distribution network for the controlling authorities.

The installation consists essentially of a number of modulators which distribute a high frequency signal on special circuits.

The channel has been choosen in band 1 to avoid confusion with the local band 3 transmitter. The signal which goes from any one of the production centres, direct or from tape or from telecine, arrives in video form accompanied by corresponding sound and is introduced into the modulator. The high

modulateur. Le signal HF est directement exploitable dans un récepteur commercial. Toutefois, pour éviter une adaptation du récepteur à cause de la double définition, il a été muni d'un sélecteur de standard qui réalise automatiquement les commutations désirables dans les circuits de balayage, en fonction des signaux reçus.

5. Conclusion

On pourrait s'étonner que, dans le cadre de la Maison de l'ORTF, la place réservée à la télévision ait été aussi restreinte. Mais il faut se rappeler qu'à l'origine la vocation de cette Maison était essentiellement « radio ». C'est bien sous l'emprise de la télévision que quelques conversions ont été effectuées, mais elles ne pourront être que limitées, surtout en nature, en raison de la structure même de cette Maison et de son emplacement dans un quartier résidentiel ; néanmoins, il est déjà envisagé une conversion de deux studios « radio » en studios de mixage pour accroître le potentiel de l'ORTF dans ce domaine où il doit faire appel à des moyens extérieurs.

frequency signal is directly useable by a commercial receiver. However, to avoid a change in the receiver because of the two standards, it has been provided with a standard selector which automatically provides the required switching in the scanning circuits in relation to the signals received.

5. Conclusion

One could be astonished that in Broadcasting House the place reserved for television should be so limited. It has to be remembered, however, that at the beginning the purpose of Broadcasting House was essentially for sound radio ; it is under the impact of television that various changes have been made but they can only be limited changes, above all because of the nature of this Broadcasting House building itself and its location in a residential area.

Nevertheless, there is already under consideration the conversion of two radio studios to studios of mixed use to increase the potentiality of ORTF in this field where it must make use of external resources.

R. CONDAMINES
Chef du Laboratoire d'Acoustique de l'ORTF
Chief of the Acoustic Laboratory, ORTF

La stéréophonie

Dès l'origine, la Maison de l'ORTF a été conçue pour que la stéréophonie puisse y trouver à la fois les moyens de production et de diffusion nécessaires. En 1958, en effet, date de démarrage des émissions expérimentales, alors que le gros-œuvre de la future Maison n'était pas encore terminé, l'expansion de la stéréophonie était prévisible ; et il fut décidé de prendre les mesures nécessaires pour la rendre possible.

1. Conditions particulières imposées par la stéréophonie

Elles sont différentes suivant que l'on veut obtenir de la vraie stéréophonie ou de la simple stéréophonie d'intensité. Dans le premier cas, seul digne d'intérêt, l'effet artistique obtenu est bien supérieur, mais il est alors nécessaire d'observer, dans toute l'installation, des règles plus strictes : traitement acoustique moins réverbérant dans les studios, symétrie acoustique des cabines, dispositions particulières pour le positionnement des micros et test de leurs phases relatives.

La concordance de la mise en phase de chaque voie est, bien entendu, comme pour toute transmission bi-piste, toujours valable.

The stereophony

From the beginning Broadcasting House has been developed to include provision for the production and distribution of stereophony. In 1958, the date of the opening of the experimental transmissions, when the master plan for the future Broadcasting House was still not finished, the expansion of stereophony could be foreseen and it was decided to take the steps necessary to accommodate it.

1. Special conditions imposed by stereophony

These are different according to whether one seeks to obtain true stereophony or simply « intensity » stereophony. In the first instance, which is the only one worthy of interest, the artistic effect obtained is very much better but it is necessary to follow throughout the installation very strict rules which require a rather less reverberant acoustic in the studios, acoustic symmetry in the cubicles and special arrangements for the placing of microphones and for the checking of their relative phases.

The maintenance of the correct phase for each path is of course, as in all two-track transmissions, constantly necessary.

2. Les studios

La plus grande partie des studios de musique, théâtre et variétés sont susceptibles, sans modifications majeures, d'être équipés pour la stéréophonie. Un certain nombre le sont déjà, tels :

— la grande salle publique (12 000 m³),
— la grande salle de variétés (6 000 m³),
— le grand studio de musique (8 000 m³),
— les studios moyens de musique,
— deux studios moyens de théâtre (1 000 et 1 500 m³),
— deux studios de magazines artistiques,
— un auditorium.

Par contre, les studios d'information ou de magazines parlés sont prévus en monophonie ; il sera naturellement possible, au cas où une chaîne serait complètement stéréophonique de faire les modifications nécessaires, mais dans un avenir assez éloigné.

En règle générale, il a été adopté un traitement acoustique plutôt sourd, une bonne homogénéité et, dans le cas du théâtre, des annexes réverbérants ou sourds bien caractérisés. Les chambres d'écho ont été câblées pour la stéréophonie (deux voies montantes et deux voies descendantes). A ces quelques remarques près, un bon studio monophonique peut toujours servir en stéréophonie et c'est le cas général à la Maison de l'ORTF.

3. La prise de son

3.1. Les cabines

Une adaptation ultérieure se révélerait assez délicate, il convient en effet pour la stéréophonie, en raison du volume sonore subjectif plus important, d'utiliser des locaux de grandes dimensions. Le pupitre de prise de son doit être éloigné de la vitre donnant vue sur le studio, les haut-parleurs de contrôle doivent être placés vers l'avant, symétriquement par rapport à l'axe de la pièce et bien dégagés. Ils ne peuvent cependant être surélevés car, par effet stéréophonique, le son a déjà tendance à « monter » d'où une impression désagréable. La visibilité sur le studio doit être encore meilleure qu'en monophonie, le placement des sources sonores étant relativement critique. Enfin les diverses personnes responsables de la production doivent avoir un contrôle auditif dans des conditions comparables, c'est-à-dire écouter dans le plan de symétrie.

De plus, le local doit être réellement assourdi et il est préférable, pour une meilleure qualité finale, de ne pas subir trop de bruit ambiant.

Cette liste impressionnante de sujétions tient à ce que la

2. Studios

Most music, drama and variety studios are suitable without major modification for stereophonic installations. A certain number are already so installed, such as :

— the principal audience studio (12,000 cubic metres)
— the principal variety studio (6,000 cubic metres)
— the principal music studio (8,000 cubic metres)
— the intermediate music studios
— two middle-sized drama studios (1,000 and 1,500 cubic metres)
— two magazine studios
— one auditorium

On the other hand the news studios and the news magazine studios are arranged only for monophony. It would be possible, of course, if any chain becomes completely stereophonic, to make the necessary modifications but that is pretty well in the future.

As a general rule the acoustic treatment which has been adopted is rather dead, and uniform, with, for drama, annexes which are markedly resonant or dead. The echo chambers have been wired for stereophony with two inputs and two outputs. When these few points are taken into account a good mono studio can always be used for stereophony and this is the general case for Broadcasting House.

3. Sound pick-up

3.1. Cubicles

One later change would be particularly difficult. Because of the larger subjective sound field, stereophony needs large rooms. The sound control desk must be spaced from the window overlooking the studio. The monitoring loudspeakers must be placed in front, symmetrically in relation to the axis of the room and quite unimpeded. They cannot, however, be raised up because the stereophonic effect which lifts the sound then produces a disagreeable impression. Visual control of the studio must be even better than in monophony, the placing of the sound sources being relatively critical. The various people concerned with the production must have an audio monitoring arrangement offering similar conditions and must be able to listen in a symmetrically arrayed area. Additionally, the place must be really dead and it is preferable in order to obtain high final quality not to have to put up with too much ambient noise.

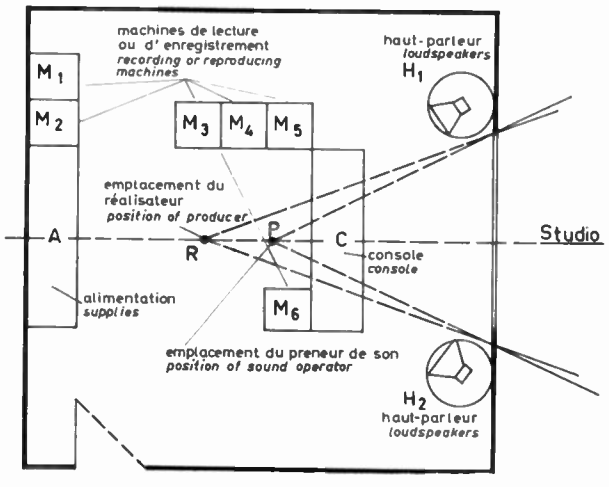


FIG. 1. — Implantation-type d'une cabine de contrôle de studio équipé pour la stéréophonie
A alimentations
H1 H2 haut-parleurs
C console
M1... M6 machines de lecture ou d'enregistrement
P emplacement du preneur de son
R emplacement du réalisateur

FIG. 1. — Typical layout of a studio control cubicle equipped for stereophony.
A supplies
H1 H2 loudspeakers
C console
M1 ...M6 recording or reproducing machines.
P position of sound operator
R position of producer.

cabine de contrôle est le maillon le plus important de la chaîne sonore et, tout particulièrement, en stéréophonie. Il en découle l'implantation-type représentée en figure 1.

3.2. Les microphones

Les couples microphoniques utilisés en stéréophonie doivent pouvoir être implantés d'une manière très précise (position et orientation dans l'espace). Dans le cas des studios de théâtre ou de variétés, les dispositifs classiques : pieds, girafes, rotules, etc., sont suffisants. Pour les grandes salles par contre, il est utilisé un système de suspension à 3 filins de longueur variable, commandé par des treuils électrique et un repérage potentiométrique à la cabine même.

3.3. L'écoute

Pour obtenir une stéréophonie de valeur maximale, des enceintes acoustiques spéciales à trois canaux ont été étudiées. Elles représentent actuellement le summum de la qualité mondiale.

4. La chaîne basse fréquence

D'un bout à l'autre, elle est pensée en fonction de deux voies gauche et droite, répondant à des caractéristiques sévères de niveau et de phase. Les magnétophones et tourne-disques, type Maison de l'ORTF, permettent de tenir ces spécifications.

Pour la grande majorité des studios, les câblages fixes sont prévus pour la stéréophonie, même si console et machines sont exploitées pendant un certain temps en monophonie. Les consoles elles-mêmes s'adapteront instantanément à la stéréophonie en remplaçant quelques blocs amovibles.

Deux cabines de programme sont déjà stéréophoniques, elles correspondent à la chaîne France-Musique.

***

En conclusion, le bilan stéréophonique est, à la Maison de l'ORTF, très positif et tout est prêt pour une éventuelle extension rapide de ce nouveau moyen d'expression.

This impressive list of requirements leads to the conclusion that the control cubicle is the most important ingredient of the sound chain and particularly in stereophony. From this arises the layout represented in figure 1.

3.2. Microphones

The pairs of microphones used in stereophony must be capable of being set out in position and orientation in a very precise manner. In drama or variety studios, the conventional mountings are sufficient. For large studios, on the other hand, a system of suspension is used having three cords of variable length controlled by electrical winches with potentiometer balancing in the cubicle.

3.3. Listening

To obtain stereophony of maximum effectiveness, special acoustic enclosures with three channels have been developed. They represent at present the best quality available anywhere.

4. The low frequency chain

Throughout the system, everything has to be dealt with as two channels, left and right, meeting demanding specifications in terms of level and phase. The tape machines and disk machines used in Broadcasting House do meet these specifications.

In most studios the permanent wiring is capable of handling stereophony, even though the control desk and machines are used for a while in monophony. The control desks themselves can be converted immediately to stereophony by replacement of various adjustable blocks.

Two programme continuities are already stereophonic and relate to the France-Musique chain.

***

In conclusion, the stereophonic provision in Broadcasting House is very complete and everything is ready for a later rapid extension of this new means of expression.

LES SOLUTIONS INDUSTRIELLES ORIGINALES

THE NOVEL INDUSTRIAL-STYLE SOLUTIONS

J.-A. MALLET

Sous-Directeur, Société Brissonneau - York

Assistant Director, Société Brissonneau - York

Régulation de la Centrale thermodynamique

Operation of the thermodynamic central-station

Introduction

Certaines particularités du bilan thermique des installations de climatisation de la Maison de la Radio de Paris ont justifié la réalisation d'une Centrale Thermodynamique originale permettant, au moyen de machines frigorifiques, la production simultanée de froid et de chaleur.

Des charges calorifiques et frigorifiques à peu près équilibrées coexistent en effet en toutes saisons par suite de la nature des enceintes à climatiser, du mode de réalisation des façades du bâtiment, et enfin d'une certaine conception du système de conditionnement d'air :

— La Maison de la Radio comprend, dans sa partie centrale, plusieurs studios parfaitement isolés acoustiquement de l'extérieur et par conséquent thermiquement étanches, à l'intérieur desquels de la chaleur est apportée par des appareils électroniques et par le personnel.

— Des bureaux sont répartis d'autre part sur la périphérie du bâtiment dont les parois extérieures sont réalisées selon la technique des « murs rideaux » dont l'inertie thermique est faible.

— Enfin, le conditionnement est tel que le mélange d'air neuf et d'air recyclé est d'abord refroidi dans des batteries froides, puis réchauffé sur des batteries chaudes avant d'être introduit dans les locaux. Outre l'avantage de simplifier la régulation du degré hygrométrique, ce système présente l'intérêt de maintenir entre les puissances frigorifiques et calorifiques un certain équilibre qui, en imposant l'idée de récupérer la chaleur produite en contrepartie du froid, a conduit au schéma d'une machine

Introduction

Certain characteristics of the thermal balance required in the air conditioning equipment to serve Broadcasting House, Paris, have made appropriate the design of an unusual Thermodynamic Central Station which, using cooling plant, can produce heat and cold simultaneously.

Heating and cooling loads which are more or less equal exist together virtually at all seasons as a result of the nature of the enclosures which have to be air conditioned, the construction of the building surfaces, and a particular principle on which the air conditioning system has been based :

— Broadcasting House includes in its central portion various studios which are completely isolated acoustically from the outside world and are, as a result, thermally separated. Within them heat is generated by electrical equipment and by people.

— Some offices, on the other hand, are spread out on the outside of the building where the external walls are constructed according to the « curtain wall » technique having a fairly slight thermal inertia.

— The air conditioning is arranged in such a way that the mixture of fresh air and recycled air is first cooled and then reheated before being introduced into the areas where it is to be used. In addition to the advantage of simplifying the regulation of humidity, this system has the advantage of maintaining a certain equilibrium between cooling and heating powers. This, suggesting the idea of recovering the heat produced in counterpart to the cold, led to the idea of a thermal machine having its cold source and its hot source both situated within the same air

thermique ayant ses sources froide et chaude toutes deux situées à l'intérieur du même ensemble à climatiser de façon que la marche normale du système se réduisit à un simple transfert de chaleur.

Le principe de fonctionnement de la Centrale Thermodynamique en est découlé immédiatement.

1. Principe de fonctionnement de la centrale thermodynamique

1.1. Rappel du schéma de la machine frigorifique

Un rappel très succinct du schéma de la machine frigorifique (fig. 1) peut aider à la compréhension du principe de fonctionnement de la Centrale Thermodynamique.

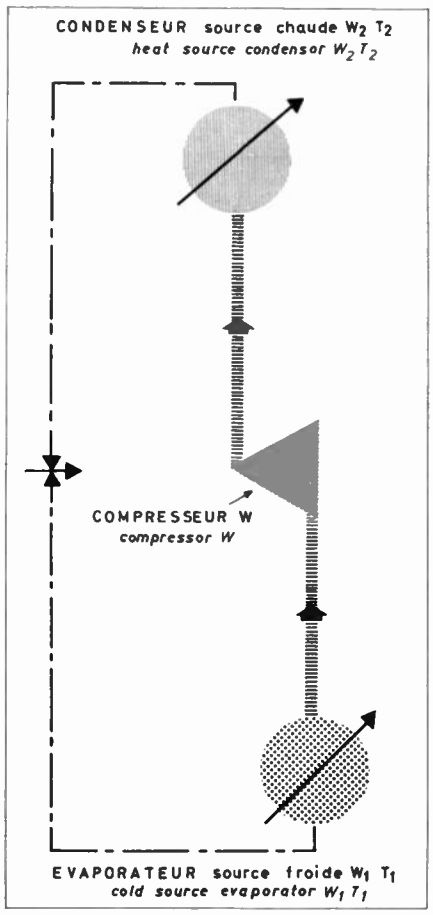


Fig. 1.

La machine frigorifique la plus simple, à compression mécanique, comprend un circuit étanche à l'intérieur duquel évolue cycliquement un fluide frigorigène.

Cette machine relie, comme toutes les machines thermiques, au moins deux sources de chaleur à des températures différentes T_1 et T_2, et elle comptend un dispositif par lequel elle peut recevoir de l'énergie mécanique.

Ce circuit frigorifique très simple comporte essentiellement :

— *un premier échangeur* appelé « Evaporateur » dans lequel le fluide frigorigène introduit à l'état liquide se vaporise à basse

conditioning assembly in such a way that the normal balance of the system reduces to a simple transfer of heat.

The operating principle of the Thermodynamic Central Station flows directly from this.

1. Operating principle of the thermodynamic central station

1.1. Survey of the arrangement of the cooling device

A very brief account of a cooling plant (fig. 1) may help towards understanding of the operating principle of the Thermodynamic Central Station.

This cooling plant is very simple, using mechanical compression, and consists of an enclosed circuit within which there is cyclic circulation of a cooling fluid.

This machine interconnects like all the thermal machines at least two sources of heat having different temperatures T_1 and T_2 and it includes an arrangement by which mechanical energy can be supplied.

This very simple cooling circuit consists essentially of :

— *a first exchanger* called the evaporator in which the cooling fluid, introduced in a liquid condition, is vaporised at low pressure and therefore at low temperature, absorbing heat W_1 in the cold source at temperature T_1 ;

— *a compressor* which draws out the gases formed in the evaporator and collects them in.

— *a second exchanger* called the condenser in which the cooling fluid introduced in a gaseous state is liquified under high pressure, therefore at high temperature, giving heat W_2 in the hot source at temperature T_2 ;

— *finally, a pressure reducer*, across which the cooling fluid flows in liquid condition from the condenser into the evaporator.

The description of this machine has not involved the notion of input. Indeed, one can use at will either of two sources. If it is the cold source which is used, this corresponds to a cooling plant while the use of a hot source corresponds to a heat pump. The two sources can be used simultaneously in a manner of operation which must now be considered because it corresponds with the basic method of operation of the Thermodynamic Central Station in Broadcasting House.

To distinguish it from the preceding functions of cooling plant and heat pump, this operation has been named Thermofrigopompe (TFP), a rather clumsy word but one which does have the merit of conveying the idea.

It is clear that there exists for any given thermal machine a relationship between the quantities of heat W_1 and W_2 available between the sources. If the machine was perfect and reversible, this relationship would depend only on the absolute temperatures of the two sources and one would have :

$$\frac{(W_2)}{(W_1)} = \frac{T_2}{T_1}$$

This consideration immediately provokes the comment that a simple Thermofrigopompe having only two sources of heat is incapable, as such, of meeting the needs of cooling and heating in an air conditioning system. The requirements of cold and of heat in a building are never in the same ratio as the simultaneous cooling and heating output of a Thermofrigopompe, even when the building is as well-balanced thermally as Broadcasting House.

It is inevitable that at any moment one of the two needs, either heat or cold, will be preponderant. Therefore its complete supply from one of the sources of the Thermofrigopompe

pression, donc à basse température, en absorbant la chaleur W_1 dans la source froide à la température T_1 ;

— *un compresseur* qui aspire les vapeurs formées dans l'évaporateur et les refoule dans

— *un second échangeur* appelé « Condenseur » dans lequel le fluide frigorigène, introduit à l'état gazeux, se liquéfie sous haute pression, donc à haute température, en cédant la chaleur W_2 dans la source chaude à la température T_2 ;

— *enfin, un détendeur*, au travers duquel le fluide frigorigène s'écoule à l'état liquide du condenseur dans l'évaporateur.

La description de cette machine ne fait pas intervenir la notion d'utilisation. On peut en effet exploiter indifféremment n'importe laquelle des deux sources. Si c'est la source froide qui est utilisée, il s'agit d'une Machine Frigorifique, tandis que l'utilisation de la source chaude correspond à une Pompe de Chaleur. Enfin, les deux sources peuvent être exploitées simultanément selon un mode de fonctionnement sur lequel il faut s'attarder, car il correspond au schéma de base de la Centrale Thermodynamique de la Maison de la Radio.

Par opposition aux deux précédents, Machine Frigorifique et Pompe de Chaleur, ce fonctionnement a été appelé THERMOFRIGOPOMPE, expression assez inélégante, mais qui a le mérite de faire image.

On sait qu'il existe, pour une machine thermique donnée, un rapport entre les quantités de chaleur W_1 et W_2 mises en jeu en correspondance dans les sources. Si cette machine était parfaite, et réversible, ce rapport ne dépendrait d'ailleurs que que des températures absolues des deux sources, et on aurait :

$$\frac{(W_2)}{(W_1)} = \frac{T_2}{T_1}$$

Cette considération appelle immédiatement la constatation qu'une simple Thermofrigopompe qui ne dispose que de deux sources de chaleur est incapable, telle quelle, de satisfaire les besoins de frigories et de calories d'un système de conditionnement d'air. Les demandes de froid et de chaleur d'un bâtiment ne sont en effet jamais dans la même concordance que les productions frigorifiques et calorifiques simultanées d'une Thermofrigopompe, et cela, même pour un édifice aussi bien équilibré thermiquement que peut l'être la Maison de la Radio.

Il est inévitable qu'à chaque instant, l'un des deux besoins de froid ou de chaleur soit prépondérant. Or, sa satisfaction en totalité dans une des sources de la Thermofrigopompe correspond forcément au dégagement d'une production excédentaire dans l'autre.

1.2. MACHINE THERMIQUE A QUATRE SOURCES

Le système ne sera donc techniquement réalisable qu'à la condition de lui adjoindre deux autres sources, dites « d'évacuation », car elles sont destinées à évacuer à l'extérieur l'excédent momentané de chaleur ou de froid (fig. 2).

Dans le cas de la Maison de la Radio, la source froide-évacuation a été trouvée dans l'eau d'un forage profond à la température constante de +27 °C. La source chaude-évacuation est un réfrigérant atmosphérique.

On réalise ainsi une machine thermique disposant de quatre sources, deux froides et deux chaudes, deux internes au bâtiment à climatiser et deux externes. Si le système dispose bien de quatre sources, le fonctionnement normal ne met jamais en jeu que trois d'entre elles : les deux sources utilisation et, suivant les cas, l'une ou l'autre des sources évacuation.

La coupe de la Maison de la Radio de la figure 3 schématise ce mode de fonctionnement. Les flèches représentent les transferts de chaleur. La Centrale Thermodynamique située au cœur du bâtiment reçoit de la chaleur des locaux à refroidir, comme les studios ou l'anneau technique, et elle en distribue à

corresponds necessarily to the provision of an excess output in the other.

1.2. THERMAL MACHINE WITH FOUR SOURCES

The system cannot therefore technically be realised except under the condition of adding to it two other sources, called « discharge sources » because they are intended to discharge to the outside world balance of heat or of cold at any moment (fig. 2).

In Broadcasting House the cold discharge source is provided by the water of a deep well having a constant temperature of +27 °C. The hot discharge source is a cooling tower.

One can now visualise a thermal machine using four sources, two cold and two hot, two within the building which is to be air conditioned and two outside. If the system uses its four sources efficiently, the normal functioning only brings into play three among them, the two sources of utilisation and, according to need, one or other of the discharge sources.

The section of Broadcasting House shown in figure 3 illustrates this manner of operation. The arrows represent the transfer of heat. The Thermodynamic Central Station at the heart of the building receives heat from the areas which are to be cooled, such as the studios or the technical ring, and distributes it to those other areas which need it, such as the offices of the external periphery. Obviously these two quantities of heat, that which the Central Station receives from within the building and that which it distributes, are never in balance. That is why the Centre must, in addition, receive either from the well an addition of heat or get rid of an excess of heat into the air by the use of a cooling tower.

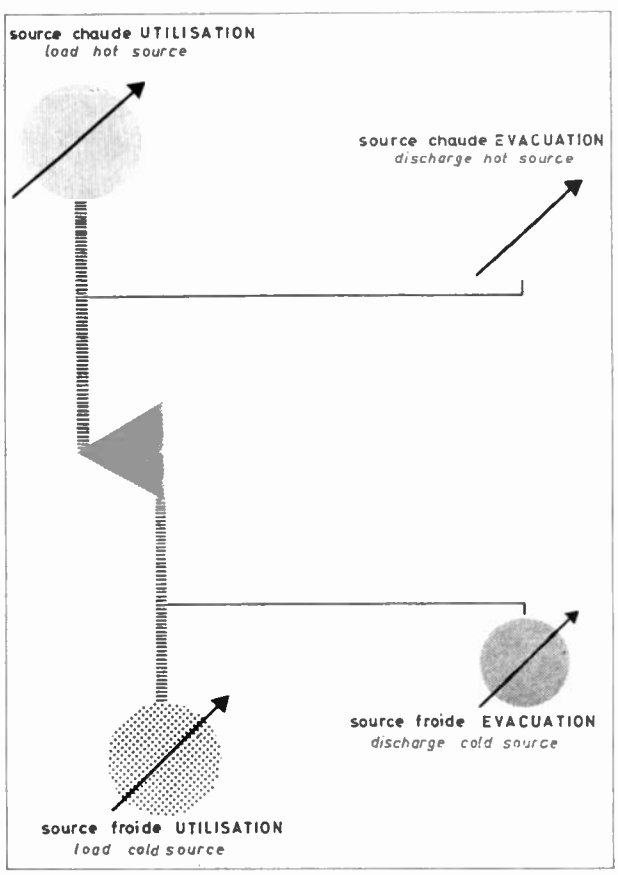


FIG. 2.

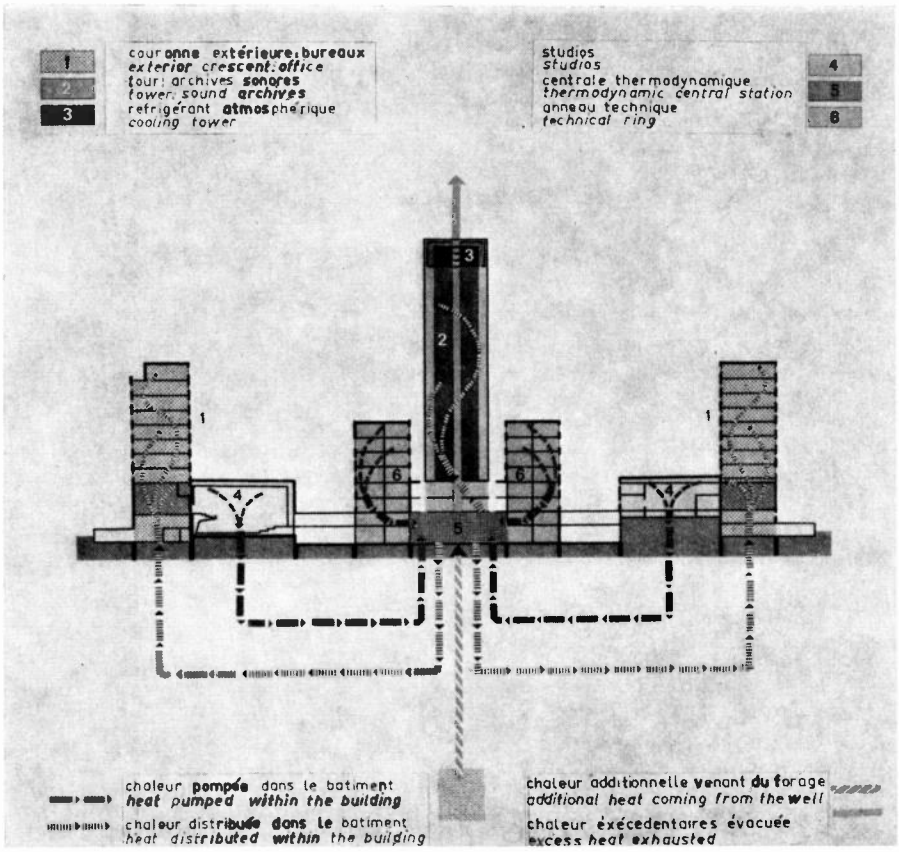

couronne extérieure: bureaux
exterior crescent: office
tour: archives sonores
tower: sound archives
refrigérant atmosphérique
cooling tower
studios
studios
centrale thermodynamique
thermodynamic central station
anneau technique
technical ring
chaleur pompée dans le batiment
heat pumped within the building
chaleur distribuée dans le batiment
heat distributed within the building
chaleur additionnelle venant du forage
additional heat coming from the well
chaleur excédentaires évacuée
excess heat exhausted

FIG. 3.

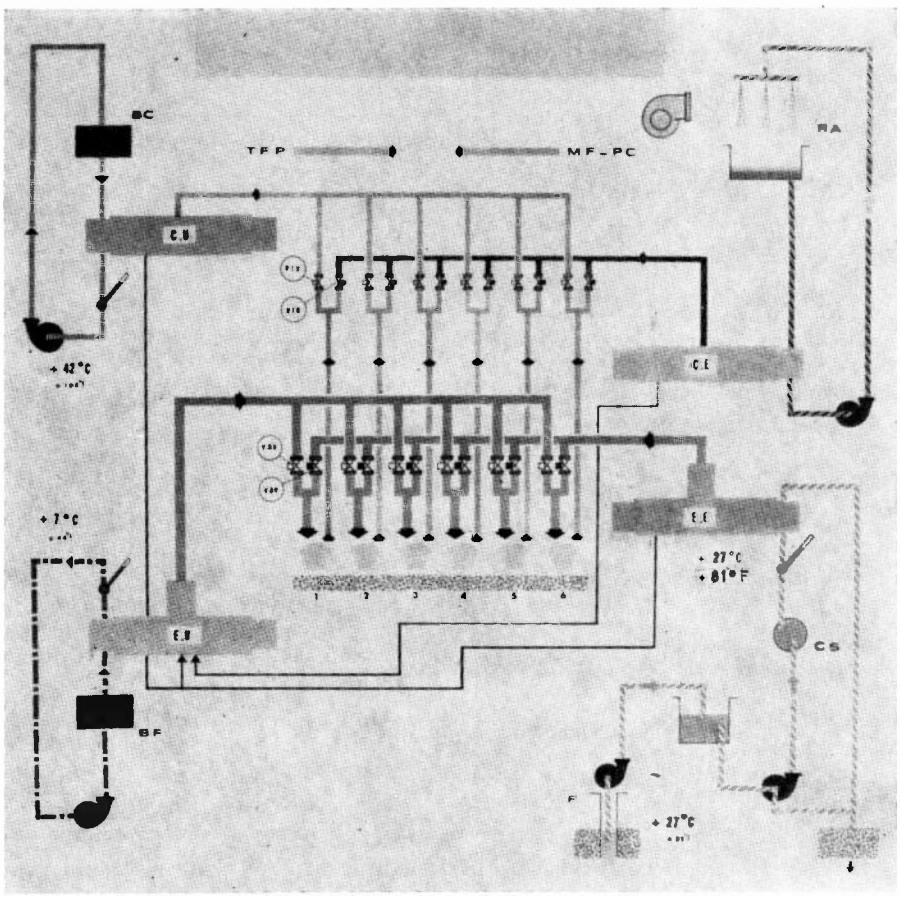

BC
TFP
MF-PC
RA
C.E
+ 42°C
+ 7°C
E.E
+ 27°C
+ 81°F
CS
E.I
BF
+ 27°C

FIG. 4.

ceux des autres locaux qui en demandent, comme les bureaux de la couronne extérieure. Evidemment ces deux quantités de chaleur, celle que la Centrale recueille dans le bâtiment et celle qu'elle y dispense, ne sont jamais en correspondance, c'est pourquoi la Centrale doit en outre, soit recevoir du forage un complément de chaleur, soit en évacuer un excédent dans l'atmosphère par l'intermédiaire du réfrigérant.

1.3. Réalisation pratique du dispositif

La réalisation pratique d'un tel dispositif comprend six compresseurs et quatre échangeurs dont deux évaporateurs et deux condenseurs (fig. 4).

L'Evaporateur-Utilisation est traversé par l'eau à +7 °C des batteries froides du conditionnement d'air, tandis que l'Evaporateur-Evacuation reçoit l'eau du forage. L'eau des batteries chaudes à +42 °C circule au travers du Condenseur-Utilisation, le Condenseur-Evacuation étant refroidi par le réfrigérant atmosphérique.

Chaque compresseur peut relier deux quelconques des quatre échangeurs au moyen d'un jeu de quatre vannes motorisées.

Suivant les positions respectives des vannes, un compresseur donné peut réaliser les trois combinaisons de fonctionnement qui viennent d'être examinées théoriquement : s'il relie l'Evaporateur-Utilisation au Condenseur-Utilisation, il marche en Thermofrigopompe, s'il relie l'Evaporateur-Evacuation au Condenseur-Utilisation, il marche en Pompe de Chaleur, s'il relie l'Evaporateur-Utilisation au Condenseur-Evacuation, il marche en Machine Frigorifique.

Tableau I

	Marche du Compresseur	Echangeurs reliés	Position des vannes motorisées			
			VAU	VAE	VRU	VRE
1	Thermofrigopompe TFP	EU-CU	O	F	O	F
2	Machine frigorifique MF	EU-CE	O	F	F	O
3	Pompe de Chaleur PC	EE-CU	F	O	O	F
4	Arrêt		F	F	F	F

F = Fermée O = Ouverte

L'orientation des compresseurs vers les différents échangeurs est effectuée automatiquement suivant l'importance respective des besoins de froid et de chaleur.

2. Automatisme

2.1. Principe de l'automatisme - Priorité de la marche Thermofrigopompe

La régulation repose sur le principe de la priorité du fonctionnement d'une partie des compresseurs en Thermofrigopompe.

Ce n'est que s'il se présente un besoin supplémentaire de froid ou de chaleur que certains autres compresseurs pourront démarrer à leur tour en Machine Frigorifique ou en Pompe de Chaleur.

Les compresseurs démarrent en Thermofrigopompe de la gauche vers la droite, du N° 1 au N° 6. Ils démarrent en Machine Frigorifique ou en Pompe de Chaleur de la droite vers la gauche, du N° 6 au N° 1 (fig. 4).

1.3. Practical construction of the equipment

The practical construction of such a system includes 6 compressors and four exchangers, of which two are evaporators and two condensers (fig. 4).

The load evaporator is traversed by water at +7 °C from the cooling coils of the air conditioning while the discharge evaporator receives water from the well. The water of the heating coils at +42 °C circulates through the load condenser, the discharge condenser being cooled by the cooling tower.

Each compressor can be connected to any two of four exchangers by the operation of four motorised vanes.

According to the positions of these vanes, a given compressor can be in three operational conditions which will now be examined theoretically. If the compressor links the load evaporator (EU) to the load condenser (CU), it is working as a Thermofrigopompe. If it connects the discharge evaporator (EE) to the load condenser (CU), it is working as a heat pump (PC). If it connects the load evaporator (EU) to the discharge condenser (CE), it works as a cooling plant (MF).

Table I

	Operational Condition of Compressor	Exchangers connected	Position of motorised vanes			
			VAU	VAE	VRU	VRE
1	Thermofrigopompe TFP	EU-CU	O	C	O	C
2	Cooling Plant MF	EU-CE	O	C	C	O
3	Heat pump PC	EE-CU	C	O	O	C
4	Stopped		C	C	C	C

C = closed O = open

The routing of the compressors towards the different exchangers is achieved automatically according to the balance of the needs for cold and of heat.

2. Automatic control

2.1. Principle of automation : priority of the thermofrigopompe mode

Regulation depends on the principle of priority of operation for some of the compressors in the Thermofrigopompe condition.

It is only when a supplementary need for heat or for cold arises that other compressors start up and are brought into operation functioning as cooling plant or heat pump.

The compressors start up in the Thermofrigopompe condition from left to right, N_0 1 to N_0 6. They start up in the cooling plant or heat pump condition from right to left, N_0 6 to N_0 1 (fig. 4).

This sequence is the result of a thermodynamic study undertaken to arrive at the best annual overall efficiency for the complete installation.

Without going into details of the calculations, it is possible to give a brief account of their general form.

The very simple cooling plant of Figure 1 exchanges with the external world quantities of calorific energy W_1 and W_2 and receives from the outside world a quantity of mechanical energy

Cette séquence est le résultat d'une étude thermodynamique entreprise en vue de dégager le meilleur rendement annuel global de toute l'installation.

Sans entrer dans le détail des calculs on peut donner un bref aperçu de leur démarche générale.

La machine frigorifique très simple de la figure 1 échange avec l'extérieur des quantités d'énergies calorifiques W_1 et W_2 et reçoit de l'extérieur une quantité d'énergie mécanique W. Si ces trois valeurs sont exprimées dans les mêmes unités, on a algébriquement :

$$W_1+W_2+W=0$$

d'où, en valeur absolue :

$$|W| = |W_2|-|W_1|.$$

Si c'est la source froide qui est exploitée, le rendement de cette machine est égal à la chaleur échangée dans la source froide W_1 rapportée à l'énergie dépensée W. Mais comme $|W| = |W_2|-|W_1|$. le rendement a finalement pour valeur :

$$C_1 = \frac{|W_1|}{|W_2|-|W_1|}$$

On a de même si c'est la source chaude qui est utilisée :

$$C_2 = \frac{|W_2|}{|W_2|-|W_1|}.$$

Etant donné que ces rendements sont supérieurs à I, on les appelle plutôt « Productions Spécifiques ». On distingue donc une Production Frigorifique Spécifique C_1 et une Production Calorifique Spécifique C_2. Ces Productions Spécifiques sont des valeurs pratiques. Elles ont une limite maximale théorique qui ne dépend que des températures absolues des sources, appelée Production Spécifique Théorique. On distingue ainsi une Production Frigorifique Spécifique Théorique

$$K_1 = \frac{T_1}{T_2-T_1}$$

et une production Calorifique Spécifique Théorique

$$K_2 = \frac{T_2}{T_2-T_1}.$$

Les véritables rendements du système qui définissent sa capacité de se rapprocher le plus possible de la machine parfaitement réversible de Carnot sont obtenus en rapportant les Productions Spécifiques aux Productions Spécifiques Théoriques. On aboutit finalement à un rendement frigorifique :

$$\eta_1 = \frac{C_1}{K_1}$$

et à un rendement calorifique :

$$\eta_2 = \frac{C_2}{K_2}$$

Ces relations mettent en évidence l'importance de la différence de température T_2-T_1 sur les rendements. Cette différence c'est « l'écart thermodynamique de fonctionnement » de la machine.

Le schéma de la figure 4 sur lequel les différentes sources de chaleur ont été réparties en ordonnée suivant leurs températures, fait ressortir que l'écart thermodynamique le plus grand est obtenu lors de la marche en Thermofrigopompe, tandis qu'en Machine Frigorifique et en Pompe de Chaleur, l'écart

W. If these three values are expressed in the same units one has, algebraically :

$$W_1+W_2+W=0$$

from which, in absolute values :

$$|W| = |W_2|-|W_1|$$

If it is the cold source which is being used, the output of this machine is equal to the heat exchanged in the cold source W_1 in relation to the energy expended W. But since $|W| = |W_2|-|W_1|$, the efficiency has finally the value :

$$C_1 = \frac{|W_1|}{|W_2|-|W_1|}$$

In the same way, if it is the hot source which is being used :

$$C_2 = \frac{|W_2|}{|W_2|-|W_1|}$$

Given that these efficiencies are above unity, they are called instead « specific productions ». A distinction can be drawn therefore between a cooling specific production C_1 and a heating specific production C_2. These specific productions are practical values. They have a maximum theoretical limit which depends only on the absolute temperatures of the sources and is called theoretical specific production. In this way one can distinguish a theoretical cooling specific production

$$K_1 = \frac{T_1}{T_2-T_1}$$

and a theoretical heating specific production

$$K_2 = \frac{T_2}{T_2-T_1}$$

The true efficiencies of the system which define its ability to approach as closely as possible the perfect reversible machine of Carnot are obtained by relating the specific production to the theoretical specific production. One arrives finally at a cooling efficiency :

$$\eta_1 = \frac{C_1}{K_1}$$

and a heating efficiency :

$$\eta_2 = \frac{C_2}{K_2}$$

These relationships underline the importance of the temperature difference T_2-T_1 on the output. This difference is the « thermodynamic operational range » of the machine.

The schematic of Figure 4 in which the different sources of heat have been arranged on the y-axis according to their temperatures shows that the greatest thermodynamic range is obtained from the Thermofrigopompe operation, while in the cooling plant and heat pump condition the thermodynamic range is smaller and in consequence the efficiency better.

At this point can be seen the importance of being able to cut down the total load in a fairly large number of machines, each provided with a means for reduction to half power.

When a compressor is operating in the Thermofrigopompe condition with a large thermodynamic range, it is necessarily because the units of cold and units of heat which it is producing simultaneously are completely used, at least within the limit of the half-power of one machine, that is, 1/12th of the total power. Otherwise, if some units of heat or cold were surplus

thermodynamique est plus faible et par conséquent le rendement meilleur.

C'est ici qu'apparaît l'importance du découpage de la puissance installée en un assez grand nombre de machines, chacune pourvue d'un système de réduction à demi-puissance.

En effet, lorsqu'un compresseur est en Thermofrigopompe avec un grand écart thermodynamique, c'est nécessairement parce que les frigories et les calories qu'il produit simultanément sont utilisées en totalité, tout au moins dans la limite de la demi-puissance d'une machine, soit le douzième de la puissance totale. Dans le cas contraire, si des calories ou des frigories étaient excédentaires pour une quantité dépassant cette valeur, c'est-à-dire se trouvaient obtenues en Thermofrigopompe avec un écart thermodynamique inutilement élevé, ce compresseur s'arrêterait s'il était déjà à demi-puissance, ou réduirait sa charge s'il était à pleine puissance, afin de permettre le démarrage ou l'augmentation de la charge d'un autre compresseur situé en bout de chaîne soit en Machine Frigorifique, soit en Pompe de Chaleur, de façon à avoir un meilleur rendement d'ensemble avec un écart thermodynamique moindre.

La marche en thermofrigopompe ne serait pas intéressante en effet si elle devait conduire, lorsque les besoins de frigories sont excédentaires, à échanger la totalité des calories produites en contrepartie de ces frigories au potentiel thermique élevé qui est nécessaire pour assurer la fourniture de l'eau chaude du conditionnement d'air.

Réciproquement, lorsque les besoins de froid sont faibles et les besoins de chaleur très grands, il serait peu judicieux de produire toutes les frigories correspondant à la fourniture des calories au niveau thermique bas de l'eau froide alors que l'eau du forage est disponible à une température plus élevée.

Finalement, la marche des compresseurs se ramène aux trois cas suivants :

1) Lorsque les besoins frigorifiques et calorifiques sont équilibrés, une partie des compresseurs est en Thermofrigopompe.

2) Lorsque les besoins frigorifiques sont excédentaires, une partie des compresseurs est en Thermofrigopompe, une autre en Machine Frigorifique.

3) Si ce sont les besoins calorifiques qui sont excédentaires, une partie des compresseurs est en Thermofrigopompe, une autre en Pompe de Chaleur.

2.2. Performances de l'installation

La figure 6 représente deux cas de marche dont les performances ont été contrôlées au cours des essais. La partie gauche se rapporte à un fonctionnement-type d'hiver où des frigories excédentaires sont évacuées dans l'eau du forage. La partie droite est relative à un fonctionnement type d'été où des calories excédentaires sont évacuées dans le réfrigérant atmosphérique. Les surfaces des cercles donnent une image des puissances thermiques mises en jeu dans ces transferts. Le cas de gauche correspond à deux compresseurs en Thermofrigopompe et trois en Pompe de Chaleur, celui de droite à deux machines en Thermofrigopompe et quatre en Machine Frigorifique. La puissance calofrifique utile à gauche est de 5 200 000 kcal/h. La puissance frigorifique utile à droite est égale à 4 600 000 F/h. Les contreparties respectives de ces deux puissances ne sont pas utilisées en totalité, une partie est évacuée.

Cette illustration de deux cas types de marche des machines peut être utilisée pour faire sentir l'avantage de ce mode de fonctionnement avec production *équilibrée* de calories et de frigories par un premier jeu de machines en Thermofrigopompe et production *séparée* du besoin excédentaire par un deuxième jeu de machines. Cet avantage demande en effet à être établi par comparaison à un autre mode de fonctionnement qui consisterait à produire séparément le froid et la chaleur au moyen de deux jeux de machines, les unes fonctionnant en Machine Frigorifique, les autres en Pompe de Chaleur.

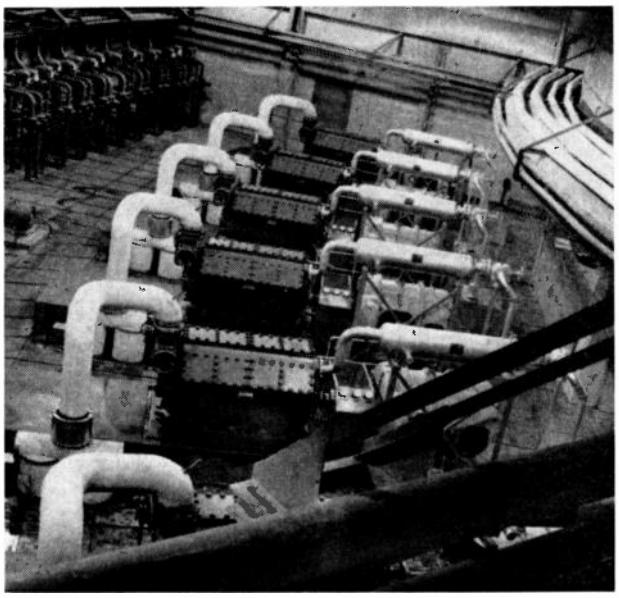


FIG. 5. — Vue des Compresseurs Brissonneau-York type 12 WA 125 R. Puissance frigorifique unitaire :

— 540 000 F/h au régime — 10 °C/ + 25 °C
— 950 000 F/h au régime + 10 °C/ + 50 °C
Puissance du moteur électrique : 370 CV.

— View of the Brissonneau-York compressors type 12 WA 125 R. Unit cooling power :

— 540,000 F/h in the range — 10 °C/ + 25 °C
— 950,000 F/h in the range + 10 °C/ + 50 °C
Power of the electric motor : 370 hp.

beyond that value, that is to say were provided in the Thermofrigopompe condition with an unnecessarily high thermodynamic range, that compressor would stop if it was already in the half-power condition or would reduce its load if it was at full power in order to allow the starting-up or additional loading of another compressor situated at the end of the chain either in the cooling plant condition or in the heat pump condition so as to achieve a better overall efficiency with a lesser thermodynamic range.

The Thermofrigopompe condition of operation will not be useful if it leads, when the cooling needs are in surplus, to an exchange of all the calories produced as a balance to these cooling units at the high thermodynamic potential which is necessary to provide hot water for the air conditioning.

Alternatively, when the cooling needs are low and the heating needs very high, it will not be desirable to produce all the cooling units corresponding to the provision of heating units at the low thermal level of cold water when the water from the well is available at a higher temperature.

Finally, the operation of the compressors adjusts itself to the three following cases :

1) When the cooling needs and the heating needs are equal, part of the compressors are in the Thermofrigopompe condition.

2) When the cooling needs are in excess, part of the compressors are in the Thermofrigopompe condition, another part in the cooling plant condition.

3) If it is the heating needs which are in excess, part of the compressors are in the Thermofrigopompe condition, another part in the heat pump condition.

2.2. Performance of the installation

Figure 6 represents two operational conditions where the performance has been checked in the course of tests. The left-

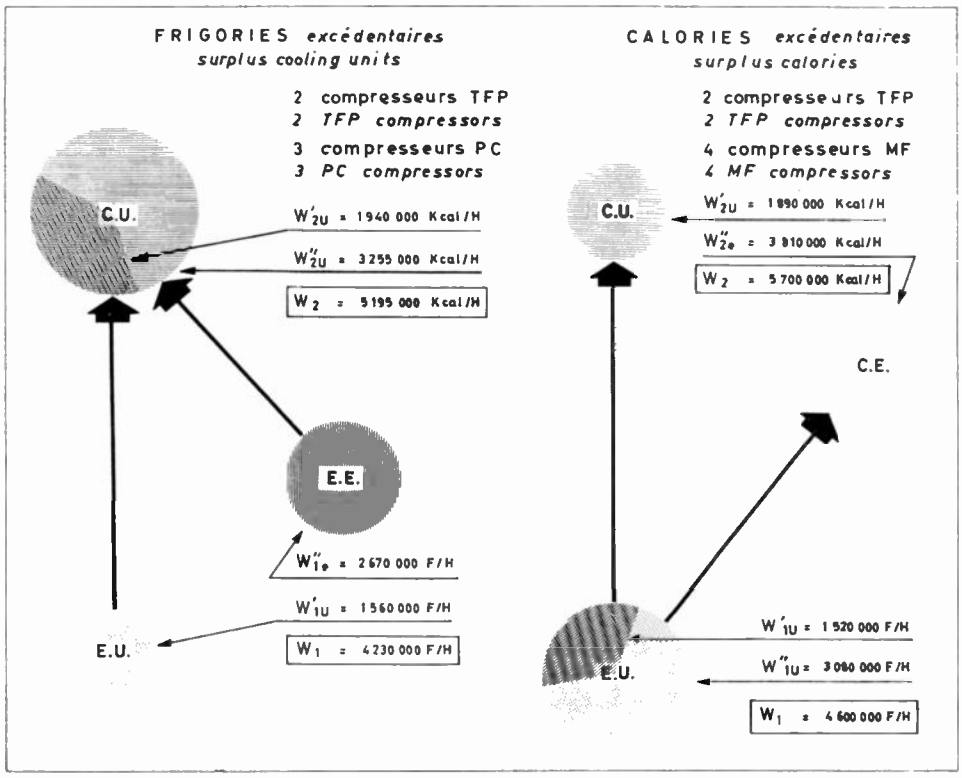


FIG. 6.

Examinons par exemple le cas-type de fonctionnement d'hiver. Pour chaque kW électrique qu'ils absorbent, les deux compresseurs en Thermofrigopompe produisent simultanément une puissance frigorifique égale à 4,11 kW thermiques et une puissance calorifique égale à 5,1 kW thermiques. Si on commettait l'incorrection thermodynamique consistant à additionner entre elles ces deux puissances thermiques qui ne sont pas équivalentes puisqu'elles sont développées à des potentiels différents, on pourrait dire que ces deux compresseurs en Thermofrigopompe produisent au total 9,21 kW thermiques pour chaque kW électrique qu'ils consomment. En même temps, les trois compresseurs en Pompe de Chaleur produisent le supplément de chaleur demandé à raison de 5,6 kW thermiques pour 1 kW électrique. Au total pour chaque kW électrique apporté à l'ensemble des cinq machines en service, on recueille simultanément une puissance frigorifique utile de 1,6 kW et une puissance calorifique utile de 5,4 kW.

Il reste à examiner ce que serait la puissance absorbée d'un système qui produirait la même combinaison de froid et de chaleur, 1,6 kW thermique dans l'évaporateur-utilisation, et 5,4 kW thermiques dans le condenseur-utilisation, à l'aide des mêmes compresseurs disposant des mêmes surfaces d'échange, mais fonctionnant *séparément*, les uns en Pompe de Chaleur, les autres en Machine Frigorifique. Dans ces conditions, il faudrait fournir au système 1,17 kW électrique, soit 17 % de plus que dans le cas précédent.

Cette différence s'explique par le fait que la température de condensation des compresseurs fonctionnant en Machine Frigorifique serait plus haute que la température d'évaporation des compresseurs fonctionnant en Pompe de Chaleur. On conçoit théoriquement qu'il n'y ait aucun intérêt à transférer de la chaleur d'un niveau thermique à un autre en opérant en deux étages avec chute du potentiel entre les deux étages. Bien entendu le calcul complet doit faire intervenir les différents rendements volumétriques et indiqués des compresseurs qui sont, eux aussi, influencés par les écarts thermodynamiques.

Toutefois, quelques cas de marche pris isolément ne suffisent pas pour juger de l'économie d'un système. Il faut connaître les variations annuelles des besoins de froid et de chaleur,

hand part is concerned with winter-type operation where the excess cold units are discharged to the water of the well. The right-hand half relates to summer-type operation where the excess calories are discharged into the atmospheric cooler. The areas of the circles give an idea of the thermal powers involved in these transfers. The left-hand instance corresponds to two compressors in Thermofrigopompe and three in heat pump. That of the right has two machines in Thermofrigopompe and four in cooling plant condition. The calorific power used at the left is 5,200.000 kcal/h per hour. The cooling power used on the right is equal to 4,500.000 F/h. The respective balances of these two powers are not completely used : part is discharged.

This illustration of two types of operation of machines can be used to show the advantage of this method of operation with *balanced* production of calories and cooling units by a first operation of machines in Thermofrigopompe and a *separate* production of the excess requirement by a supplementary operation of machines. This advantage can be established by comparison with another method of operation, which consists of separately producing the cold and the heat by means of two machine operations, one lot operating as cooling plant and the others as heat pumps.

Let us consider, for example, the winter-type operation. For each electrical kW that they absorb, the two compressors in Thermofrigopompe produce simultaneously a cooling power equal to 4,11 thermal kW and a heating power equal to 5.1 thermal kW. If one then committed the thermodynamic infraction of adding these two thermal powers, which are not equivalent because they are developed at different potentials, one could say that these two compressors in the Thermofrigopompe condition produce a total of 9.21 thermal kW for each electrical kW that they consume. At the same time the three compressors in heat pump condition produce the heating supplement required at the rate of 5.6 thermal kW for one electrical kW. In total for each electrical kW injected into the assembly of five machines in operation, one receives simultaneously a cooling power output of 1.6 kW and a heating power output of 5.4 kW.

It is then a matter of examining what would be the power

calculer les consommations d'énergies dans chaque cas et en faire la moyenne annuelle pondérée. Les calculs ont été faits au début des études de cette installation et ce sont eux qui ont déterminé la séquence de mise en marche des compresseurs. Les charges calorifiques et frigorifiques annuelles qui leur ont servi de base n'étaient cependant que des valeurs prévisionnelles forcément entachées d'une marge d'incertitude d'autant plus grande qu'il s'agissait d'un bâtiment particulier dont le bilan thermique dépendait plus d'un coefficient d'utilisation difficile à prévoir que de la température extérieure.

Pour réaliser la séquence de mise en marche des compresseurs, il a fallu mettre en œuvre un système de régulation dont la complexité tient à ce que l'insuffisance ou l'excès de froid ou de chaleur décelés par des sondes thermostatiques insérées sur les collecteurs de départ des circuits d'eau, ne produisent pas les mêmes effets sur l'installation suivant que cette dernière fonctionne d'une certaine manière ou d'une autre.

2.3. Description du système de régulation automatique Pigral

Le système central de la régulation est soumis simultanément à deux Régulateurs, un Régulateur Froid et un Régulateur Chaud, contrôlant les températures de l'eau froide et de l'eau chaude des circuits d'utilisation, et dont les impulsions n'ont pas toujours la même action sur l'installation.

Ces deux régulateurs sont des systèmes progressifs Pigral à vitesse variable, utilisant la mesure par un montage en pont de Wheatstone de la variation de résistivité d'un métal à coefficient thermique élevé.

Le tableau II représente les réponses de la régulation aux diverses combinaisons possibles des demandes de froid et de chaleur. Sans en envisager chacune des combinaisons, il est possible de faire ressortir la complexité du système à l'aide d'un exemple.

needed in a system producing the same combination of cold and heat, namely 1,6 thermal kW in the load evaporator and 5.4 thermal kW in the load condenser, using the same compressors with the same exchanger surfaces but operating *separately* as heat pumps and cooling plant. In these conditions it would be necessary to provide 1.17 electrical kW, that is to say 17 % more than in the previous case.

This difference arises by reason of the fact that the condensing temperature of the compressors operating as cooling plant will be higher than the evaporating temperature of the compressors acting as heat pumps. One can estimate theoretically that there is no advantage in transferring heat from one thermal level to another operating in two stages with a drop of potential between the two stages. Of course the complete calculation would have to take into consideration the different volumes of the compressor output which are themselves influenced by thermodynamic spread.

However, a few instances of operational conditions taken separately are not enough to judge the economics of a system. It is necessary to know the annual variations in the demands for heating and cooling, to work out the consumption of energy in each case and to produce a weighted annual average. These calculations were made at the beginning of the consideration of this installation and decided the sequence in which the compressors are brought into operation. The annual heating and cooling loads which served as a basis were only provisional values necessarily containing an area of uncertainty all the more great for being associated with a particular building whose thermal balance sheet depended more upon a coefficient of utilisation difficult to foresee than on the external temperature.

To arrange this sequence of operation for the compressors it was necessary to set up a system of regulation whose complexity flows from this fact that the insufficiency or excess of heat or cold indicated by thermostatic devices inserted in the water

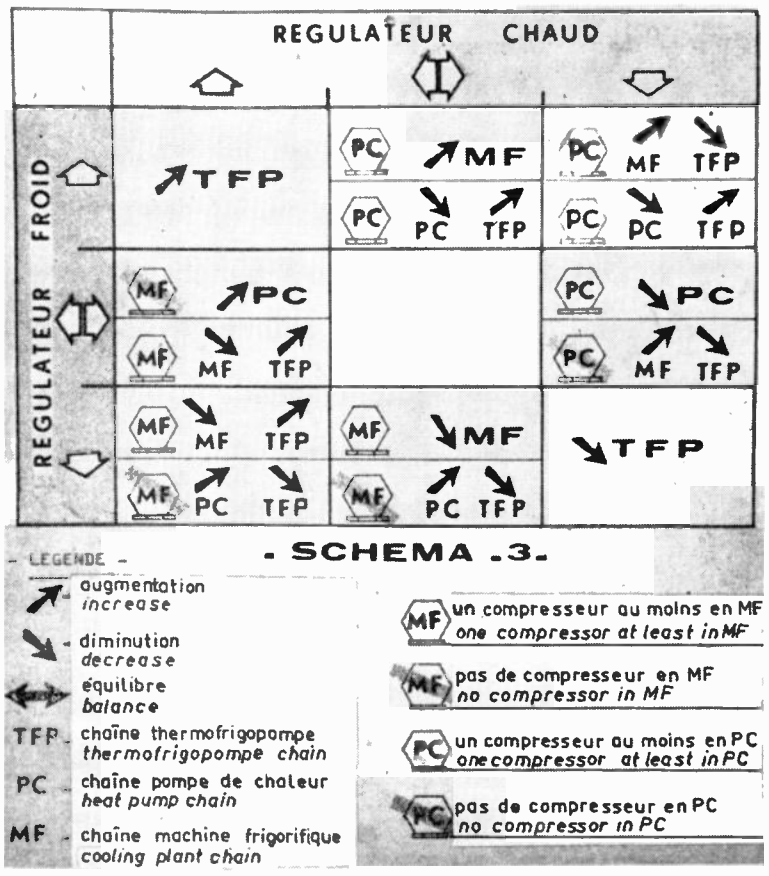


Tableau II. Table II.

Des demandes simultanées d'augmentation ou de diminution de puissance provenant des deux régulateurs ont pour effet une augmentation ou une diminution de puissance de la chaîne des compresseurs marchant en Thermofrigopompe. La complication surgit lorsque les impulsions des deux régulateurs sont de sens différents. Par exemple, une demande de froid provoque, s'il n'y a pas de compresseurs en Pompe de Chaleur, le démarrage d'un compresseur supplémentaire en Machine Frigorique. Au contraire, s'il y a au moins un compresseur en Pompe de Chaleur, la même demande de froid provoquera l'arrêt de ce compresseur et le démarrage en Thermofrigopompe d'un autre compresseur. Ce dernier fournira en effet, non seulement le froid demandé, mais aussi la chaleur qui ne sera plus délivrée par le compresseur mis à l'arrêt.

2.3.1. *Les régulateurs, l'Analyseur et les Combinateurs Cycliques des chaînes* (fig. 7)

Pour réaliser les combinaisons de ce tableau II, les deux Régulateurs n'agissent pas directement sur l'installation, mais par l'intermédiaire d'un *dispositif ordonnateur* appelé *Analyseur* qui interprète les impulsions émises par les deux régulateurs *et qui, en fonction de l'état instantané de la marche de l'installation* enregistré et conservé dans des relais à mémoire, agit sur les trois servo-moteurs de commande de trois *Combinateurs Cycliques* à raison d'un pour chacune des trois chaînes correspondant aux trois possibilités de marche des machines, Thermofrigopompe, Machine Frigorifique et Pompe de Chaleur.

Dans chacune des chaînes, toute demande d'augmentation de puissance provoque la rotation du cyclique dans le sens direct, assurant pour chaque compresseur son insertion dans la chaîne considérée par l'ouverture des vannes convenables d'aspiration et de refoulement, puis son démarrage à puissance réduite, et enfin, si nécessaire, son passage à demi ou à pleine puissance.

Toute demande de diminution provoque la rotation du cyclique dans le sens rétrograde et assure pour chaque compresseur les opérations inverses jusqu'à l'arrêt total, suivi de la désinsertion de toute chaîne par fermeture de toutes les vannes motorisées.

Chacun des trois cycliques dispose de six compresseurs mais ce sont les six mêmes compresseurs qui sont à la disposition des trois cycliques.

2.3.2. *Chevauchement de la Chaîne Thermofrigopompe avec l'une quelconque des deux autres*

Une difficulté supplémentaire apparaît lorsqu'un compresseur reçoit des ordres en provenance de deux cycliques à la fois c'est-à-dire quand la chaîne des machines destinées à satisfaire celui des besoins de froid ou de chaleur qui est excédentaire rencontre la chaîne des machines fonctionnant en Thermofrigopompe.

En vertu du principe de la priorité des ordres de mise en service en THERMOFRIGOPOMPE, le compresseur qui reçoit une telle demande croisée en provenance de deux cycliques, change de mode de marche après avoir été préalablement arrêté, les quatre vannes étant renvoyées sur la position de la fermeture.

L'arrivée d'un ordre en THERMOFRIGOPOMPE sur un compresseur donné déjà utilisé sur une autre chaîne, assure en effet successivement :

— l'arrêt de la machine,

— la fermeture de toutes les vannes motorisées,

— après une première temporisation de deux minutes, et si les quatre vannes sont arrivées normalement sur leurs contacts de fin de course fermeture, l'envoi de l'ordre THERMOFRIGOPOMPE sur les circuits électriques des vannes VAU et VRU,

— enfin, le démarrage de la machine mais seulement au bout d'une nouvelle période d'attente de deux minutes et après que la régulation ait enregistré la réponse que les vannes VAU

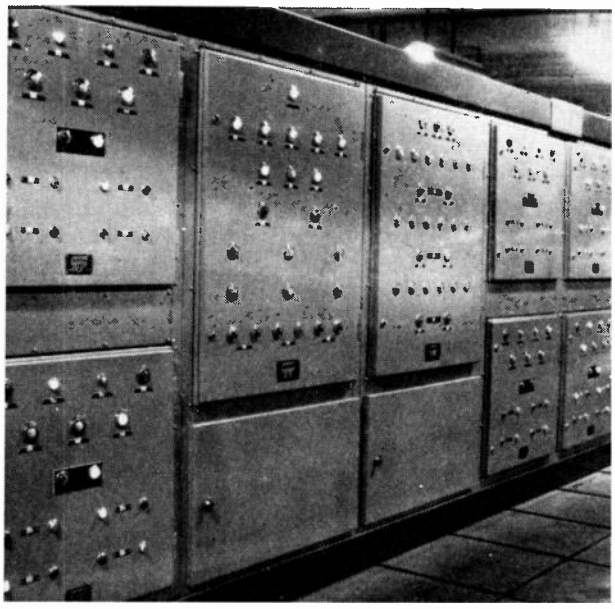


FIG. 7. — Vue générale des armoires de régulation de marque PIGRAL.

— General view of the PIGRAL regulator cabinets.

circuit outlets would produce different effects on the installation according to whether it was working in one particular mode or another.

2.3. DESCRIPTION OF THE PIGRAL SYSTEM OF AUTOMATIC REGULATION

The central system of regulation is applied simultaneously to two regulators, a cold regulator and a heat regulator, which control the temperatures of the cold water and of the warm water in the load circuits and whose instructions do not always have the same effect on the installation.

These two regulators are of the PIGRAL progressive variable-speed system using measurements derived from a Wheatstone bridge working on the variation of resistivity of metal having a high thermal coefficient.

Table II represents the response of the regulation system to various possible combinations of call for cold or heat. Without having to visualise every one of the combinations it is possible to make clear the complexity of the system by the use of an example.

Coincident demands for increase or decrease of power coming from the two regulators have the effect of producing an increase or a decrease in the power of the compressor chain working in Thermofrigopompe. The complication arises when the impulses of the two regulators are in opposing directions. For example, a demand for cooling produces, if there are no compressors working in the heat pump condition, the starting up of a supplementary compressor in the cooling plant condition. Alternatively, if there is at least one compressor in heat pump condition the same demand for cooling will produce the shutting-down of this compressor and the starting-up Thermofrigopompe of another compressor. This latter will furnish indeed not only the required cold but also the heat which will no longer be delivered by the compressor which has been stopped.

2.3.1. *The Regulators, the Analyser and the Cyclic Combinations of the chains* (fig. 7)

To achieve the combinations of Table II, the two regulators do not operate directly upon the installation but by way of a control device called the Analyser, which interprets the signals emitted by the two regulators and which, as a function of the operation of the installation at that moment, recorded and stored in memory relays, operates on the three controlling

et VRU sont bien effectivement parvenues sur leurs contacts de fin de course ouverture. Finalement, la machine ne se sera trouvée arrêtée que pendant 4 mn, période nécessaire pour éviter des démarrages trop rapprochés.

2.3.3. *Particularité du fonctionnement d'été ; alimentation en fluide frigorigène de l'Evaporateur-Utilisation à partir des deux Condenseurs Evacuation et Utilisation*

On a vu que le fonctionnement normal ne met jamais en jeu que trois des quatre échangeurs, par exemple, en hiver, le Condenseur-Utilisation et les deux évaporateurs et en été les deux condenseurs et l'Evaporateur-Utilisation. S'il est facile de réaliser l'alimentation en fluide frigorigène de deux évaporateurs à des pressions différentes à partir d'un même condenseur, il est plus rare de devoir alimenter un seul évaporateur à partir de deux condenseurs. Ce dernier fonctionnement doit pourtant être obtenu en été lorsqu'une partie des compresseurs est en Thermofrigopompe et une autre en Machine Frigorifique.

La réalisation pratique du système adopté est représentée sur la figure 8.

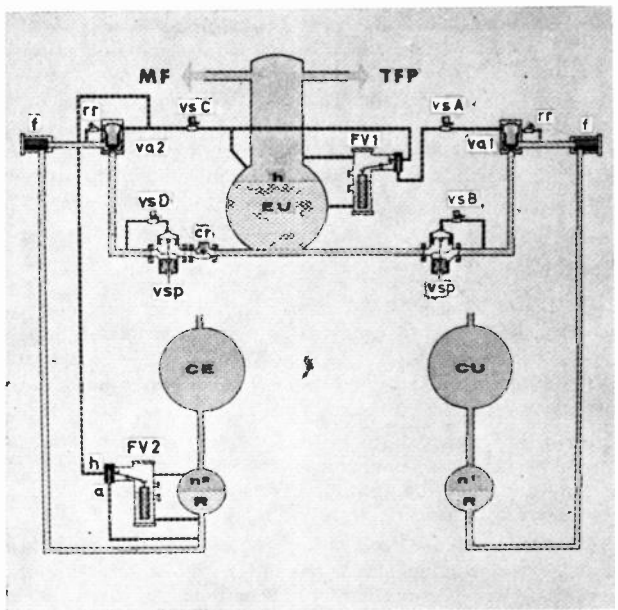


FIG. 8.

Le Condenseur-Utilisation alimente l'Evaporateur-Utilisation grâce à un régleur de niveau basse pression FV1 qui pilote une vanne d'alimentation automatique VA1.

Le Condenseur-Evacuation alimente simultanément le même évaporateur grâce à un régleur de niveau FV2 monté cette fois en purgeur haute pression qui pilote une autre vanne d'alimentation automatique VA2.

Lorsque le régime est établi, les niveaux de fluide frigorigène dans les trois appareils sont n_1, n_2 et h.

Le Condenseur-Evacuation est purgé continuellement de fluide frigorigène qui s'y condense grâce au régleur haute pression, tandis que le niveau h est maintenu stable dans l'Evaporateur-Utilisation par le régleur basse pression.

Dans ces conditions les deux niveaux n_2 et h sont fixes. Le seul niveau qui évolue est n_1. Il ne reste donc qu'à dimensionner correctement la bouteille accumulatrice correspondante de façon à faire face à toutes les variations de charge.

Les vannes solénoïdes VS ont pour fonction d'interrompre les alimentations en fluide frigorigène liquide lorsque les condenservo-motors of three cyclic combiners, being one for each of three chains corresponding to the three possibilities of operation of the machines, namely Thermofrigopompe, cooling plant and heat pump.

In each of the chains every demand for an increase of power produces rotation of the cyclic device in a clockwise direction, contriving, for each compressor, its insertion in the chain under consideration by the opening of suitable suction and discharge vanes, then its starting-up at reduced power and then, if necessary, its transfer to half or full power.

Every request for decrease produces rotation of the cyclic device in the opposite sense and contrives the inverse operations for each compressor up to total shutting off followed by the disconnection from any chain by the closing of all the motorised vanes.

Each of the three cyclic devices can control 6 compressors but these are the same 6 compressors which are controlled by all three cyclic devices.

2.3.2. *Overlapping of the Thermofrigopompe chain with either one of the two others*

A supplementary difficulty appears when a compressor receives orders coming from two cycling devices at one time, that is to say when the chain of machines intented to meet the needs of surplus cold or heat clashes with the chain of machines operating in Thermofrigopompe.

By virtue of the principle giving priority to orders for the Thermofrigopompe condition, the compressor which receives such conflicting instructions coming from two cycling devices changes its method of operation after first having stopped, the four vanes moving to the closed position.

The arrival of a Thermofrigopompe order for a given compressor already in use by another chain produces successively the following results :

— the stopping of the machine,

— the closing of all the motorised vanes,

— after a pause of 2 minutes and if the 4 vanes have arrived normally on their end-of-travel closing contacts, the despatching of the Thermofrigopompe order to the electrical circuits of vanes VAU and VRU,

— then the starting-up of the machine but only at the end of a new waiting period of 2 minutes and after receipt of confirmation that the vanes VAU and VRU have reached their end-of-travel opening contacts. The machine will not have been stopped for more than 4 minutes, which is the period necessary to avoid too rapid restarting.

2.3.3. *Characteristics of summer-time operation : the supply of refrigerant to the load evaporator from the discharge and load condensers*

It has been shown that normal operation brings into use only three of the four exchangers, for example, in winter, the load condenser and the two evaporators and in summer the two condensers and the load evaporator. If it is common to arrive at the feeding of refrigerant to two evaporators at different pressures from a single condenser, it is less usual to have to feed a single evaporator from two condensers. This latter type of operation can, however, arise in summer when part of the compressors are in Thermofrigopompe and another part in cooling plant condition.

A practical arrangement of the system used is represented in figure 8.

The load condenser feeds the load evaporator by virtue of a low pressure level regulator FVI which controls an automatic supply vane VAI.

The discharge condenser feeds the same evaporator at the same time by means of a level regulator PV2, mounted this time as a high pressure purge valve which controls another automatic supply vane VA2.

seurs correspondants sont hors service, c'est-à-dire respectivement lorsque les chaînes Machine Frigorifique et Thermofrigopompe sont à l'arrêt. Ces vannes solénoïdes, auxiliaires des chaînes, sont sous la dépendance des combinateurs cycliques du système de régulation.

2.4. Sécurités et automatisme

Pour en terminer avec l'automatisme, il faut examiner très rapidement la manière dont cette Centrale a été traitée sous l'angle de la sécurité du fonctionnement.

La sécurité repose sur le principe d'une marche entièrement automatique, de sorte qu'un arrêt ne puisse se produire qu'après épuisement de tous les moyens de secours. Tout appareil défaillant est automatiquement remplacé par une unité de secours l'installation étant maintenue en marche pendant ce remplacement.

2.4.1. *Sécurités des Auxiliaires des Chaînes*

Il en résulte qu'une Chaîne quelconque ne peut être mise en marche que si les auxiliaires de cette Chaîne (pompes, ventilateurs, diverses vannes motorisées des circuits de fluide frigorigène, etc.) sont eux-mêmes en service.

Le premier ordre donné par un cyclique au premier compresseur d'une Chaîne doit donc être précédé du démarrage des auxiliaires qui sont afférents à cette Chaîne.

Le seul appareil de l'installation dont le secours n'est pas assuré automatiquement est la pompe du forage dans le conduit duquel il était impossible d'immerger plus d'une unité. Etant donné que le forage apporte la chaleur nécessaire à l'Evaporateur-Evacuation, il était logique de pallier l'éventualité d'une panne par l'installation d'une chaudière électrique de secours insérée sur le circuit de cet évaporateur. C'est un cas probablement unique au monde où une chaudière électrique sert de source froide à une pompe de chaleur. Il s'agit cependant d'un fonctionnement de secours dont la probabilité est très faible. L'intérêt de cette disposition est que la panne du forage ne change rien au mode d'action de la régulation (fig. 4).

Cette chaudière est à électrodes. Sa puissance est équivalente à celle que l'on retire du forage, soit 3 000 kW (*).

2.4.2. *Sécurités individuelles des compresseurs*

Chaque compresseur est individuellement pourvu des sécurités habituelles telles que pressostats, thermostats, etc. Le refus de démarrage d'une machine donnée dans une chaîne, par suite de l'action d'un de ces appareils de sécurité, ne modifie pas la séquence des opérations, les ordres des cycliques se portant sur la machine située immédiatement après, dans la chaîne considérée.

(*) *Démonstration pratique de l'intérêt d'une pompe de chaleur* : Dans l'exemple de fonctionnement de la partie gauche de la figure 6, les trois compresseurs qui sont en Pompe de Chaleur retirent du forage 2 670 000 kcal/h soit environ 3 000 kW, et élèvent cette puissance jusqu'à un niveau thermique utilisable.

Cette opération coûte 40 kW pour faire tourner la pompe du forage et 680 kW pour entraîner les compresseurs. On recueille dans le condensateur-utilisation, 3 255 000 kcal/h soit environ 3 700 kW, c'est-à-dire 5 fois et demi plus que la puissance dépensée. Supposons qu'à cet instant le forage tombe en panne. La chaudière est aussitôt mise en service. Absolument rien n'est changé au fonctionnement de l'installation qui poursuit sa marche automatique comme auparavant.

Le condenteur-utilisation continue à débiter 3 700 kW en provenance de l'évaporateur-évacuation. Mais le chauffage de ce dernier coûte cette fois 3 000 kW qui sont effectivement dépensés entre les électrodes de la chaudière. On ne retire donc de l'installation rien de plus que l'équivalent calorifique de la puissance électrique fournie.

When the system is in operation the refrigerant levels in the three exchangers are n_1, n_2, and h.

The discharge condenser is cleared regularly of refrigerant which condenses there as a result of the high pressure regulator while the level h is maintained constant in the load evaporator by the low pressure regulator.

In these conditions the two levels n_2 and h are fixed. The only level which changes is n_1. It is only necessary then to correctly design the size of the liquid receiver in order to meet all the variations of load.

The solenoid vanes VS are for the purpose of interrupting the flow of liquid refrigerant when the corresponding condensers are out of action, that is to say when the cooling plant and Thermofrigopompe chains are stopped. These solenoid vanes, which are auxiliaries of the chains, are under the control of the cyclic devices in the regulatory systems.

2.4. Reliability and automation

In order to conclude this account of automation it is necessary to examine rapidly the way in which this central station has been dealt with in terms of reliability of operation.

Reliability derives from the principle that this is an entirely automatic operation of the kind in which a closedown can occur only after all the means of support have been exhausted. Any piece of apparatus which fails is automatically replaced by a stand-by unit, the installation remaining in operation during this replacement.

2.4.1. *Reliability of chain auxiliaries*

No chain can be put into operation unless the auxiliaries of that chain, the pumps, the ventilators, various motorised vanes in the cooling fluid circuits, etc., are themselves serviceable.

The first instruction given by the cycling device to the first compressor of a chain must therefore be preceded by the starting-up of the auxiliaries concerned with that chain.

The only part of the installation where standby equipment is not automatically available is the pump of the well, because it was impossible to submerge more than one unit in the channel. Because of the circumstance that the well provided the heat necessary for the discharge evaporator, it was logical to minimise the risk of a breakdown by the installation of an electrical standby heater inserted in the circuit of that evaporator. It is an instance probably unique in the world where an electric heater serves as a cold source for a heat pump. It is a matter, however, of a standby provision very unlikely to be needed. The importance of this arrangement is that a breakdown at the well changes nothing in the way in which the regulation operates (fig. 4).

This is an electrode heater. Its power is equivalent to that which is drawn from the well, that is, 3 000 kW (*).

(*) *Practical explanation of the importance of a heat pump* :

In the operational example at the left of figure 6, the three compressors operating as heat pumps draw 2,670,000 kcal/h from the well, that is to say about 3,000 kW, and raise that power to a useful thermal level.

This operation requires 40 kW to operate the well pump and 680 kW to drive the compressors. The load condenser develops 3,255,000 kcal/h, that is to say about 3,700 kW, which is 5½ times more than the power expended.

Let us suppose, however, for a moment, that the well breaks down. The heater is immediately put into service. Absolutely nothing changes in the working of the installation, which continues its automatic operation as before.

The load condenser continues to take 3,700 kW from the discharge evaporator. But the heating of the latter now demands 3,000 kW which is used between the electrodes of the heater. There is drawn from the installation, therefore, nothing more than the calorific equivalent of the electrical power furnished.

2.4.3. *Limiteurs de puissance des Chaînes*

Il peut arriver, à la suite d'un excès de puissance frigorifique ou calorifique, qu'une pression de fluide frigorigène anormalement basse ou élevée intéresse non pas un compresseur donné mais l'ensemble de toute une Chaine.

C'est pourquoi des pressostats limiteurs ont été disposés respectivement sur chacun des quatre échangeurs de chaleur. Leur action n'est pas d'arrêter l'installation mais seulement d'agir par l'intermédiaire de l'ANALYSEUR du système central de la régulation automatique dans le sens d'une *diminution* des besoins de chaleur ou de froid.

C'est ainsi que le pressostat limiteur monté sur l'Evaporateur-Evacuation alimenté par l'eau du forage peut commander impérativement la rétrogradation de la Chaîne POMPE DE CHALEUR, même si, au même moment, le RÉGULATEUR CHAUD demande une augmentation de puissance.

3. Principales Entreprises ayant collaboré à la réalisation de la Centrale Thermodynamique

Titulaire du marché ;

Ets BRISSONNEAU & LOTZ (Le Froid Industriel BRISSONNEAU-YORK S.A a assuré l'exécution du Marché pour le compte du titulaire).

Principaux sous-traitants :

Sté PIGRAL - Système de régulation.

POMPES GUINARD - Pompes de circuits d'eau.

C.E.M. - Moteurs électriques des compresseurs.

CARRIER - Réfrigérants atmosphériques.

ISOFI - Isolation Thermique des tuyauteries et appareils froid.

MONNET - Calcul du montage anti-vibratil des groupes compresseurs et fourniture des anti-vibreurs.

ELECTRO-ENTREPRISE - Appareillages électriques.

Ont fait l'objet de marchés séparés :

— Le forage, réalisé par le Département LAYNE FRANCE de la Cie Générale de FORAGE.

— Le tableau synoptique général de l'installation, réalisé par la Sté VERGER DELPORTE.

2.4.2. *Individual reliability of the compressors*

Each compressor is separately provided with the usual safety devices such as pressostats, thermostats, etc. The refusal of a given machine to start up in a chain following the operation of one of these safety devices does not change the sequence of operations ; the orders of the cycling device are transferred to an immediately following machine in the chain under consideration.

2.4.3. *Power limitations in the chains*

It could happen following an excess of cooling power or heating power that an abnormally high or low pressure of refrigerant could affect not a given compressor but an entire chain.

That is why limiting pressostats have been provided on each of the four heat exchangers. Their action is not to shut down the installation but only to operate through the analyser of the central automatic regulatory system to obtain a decrease of the demand for heat or cold.

In this way the limiting pressostat mounted on the load evaporator fed by the water of the well can overridingly require the turning down of the heat pump chain if at that same moment the heat regulator is demanding an increase of power.

3. Principal Undertakings involved in the provision of the Thermodynamic Centre

Principal Contractor : Ets BRISSONNEAU & LOTZ (Le Froid Industriel BRISSONNEAU-YORK S.A. looked after the carrying out of the job on behalf of the main contractors).

Principal Sub-Contractors :

PIGRAL - Regulation system.

POMPES GUINARD - Water-pumps.

C.E.M. - Electric motors for the compressors.

CARRIER - Atmospheric coolers

ISOFI - Thermal insulation of the piping and the cooling apparatus.

MONNET - Design of the anti-vibrating mounting of the compressor groups and the provision of such mountings.

ELECTRO-ENTREPRISE - Electrical apparatus.

Separate contracts were concerned with :

— The well provided by the LAYNE FRANCE group of the Cie Générale de FORAGE.

— The general mock diagram of the installation designed by the Sté VERGER DELPORTE.

J. AUBERT et G. BRATEAU
Ingénieurs à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques
Engineers, Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

Câblages généraux et répartiteurs

General cabling and distribution

1. Dispositions générales

1.1. Importance des liaisons

Le bon fonctionnement d'un organisme de l'importance de l'ORTF exige un nombre considérable de liaisons téléphoniques tant avec l'extérieur qu'entre services. De plus, des circuits à usages techniques sont également nécessaires pour assurer la transmission de la modulation, la commande d'organes à distance et le contrôle de l'exécution des ordres.

Ces impératifs ont nécessité la construction :

a) d'un réseau interne de téléphonie permettant la desserte de 9 500 postes d'abonnés qui peuvent être reliés directement entre eux ou au répartiteur général dont la capacité de distribution est de 4 000 lignes, nécessitant la pose de 22 km de câbles de capacités diverses représentant 1 500 km de circuits.

b) d'un réseau de circuits techniques de modulation, signalisation et contrôle qui a nécessité l'installation de 35 km de câbles contenant 630 km de circuits. Ces circuits relient directement chaque local technique à un répartiteur spécialisé.

1.1.1. *Liaisons téléphoniques*

Les liaisons téléphoniques internes et externes sont assurées par l'intermédiaire d'un répartiteur général qui reçoit :

— les câbles téléphoniques le reliant au réseau urbain automatique,

— les câbles de liaison le reliant à six sous-répartiteurs,

— quelques câbles de distribution desservant directement les bureaux situés à proximité.

Les six sous-répartiteurs sont en outre reliés entre eux par des câbles de liaisons directes. L'ensemble répartiteur général - sous-répartiteurs forme ainsi un réseau à mailles permettant des liaisons à itinéraires détournés dans le cas de détérioration accidentelle d'un câble ou de saturation d'une liaison. Le rôle essentiel des sous-répartiteurs est, avant tout, de relier les postes d'abonnés qui leur sont raccordés par les câbles de distribution, au répartiteur général, grâce aux câbles de liaison.

Les câbles de distribution à 112 paires issus des sous-répartiteurs se divisent, une fois dans leur zone d'utilisation, en câbles de capacités de plus en plus petites, la dernière étant sept paires correspondant à la réglette de distribution de moindre capacité.

1.1.2. *Liaisons modulation et signalisation*

Ces liaisons réalisées par des câbles spéciaux aboutissant directement aux meubles de locaux techniques sont assurées par l'intermédiaire d'un répartiteur modulation et signalisation à côté duquel a été implanté le centre de modulation (C.D.M.). Le répartiteur est relié au C.D.M. par des câbles d'équipement.

1. General arrangements

1.1. The importance of the connections

The effective operation of an organisation of the complexity of Broadcasting House requires a considerable number of telephonic connections both with the outside world as well as within the building. In addition, circuits to meet technical requirements are necessary to look after the transmission of the signal, the control of remote equipment and monitoring for the carrying out of instructions.

These requirements have made necessary the construction of :

a) an internal telephone network to serve 9,500 subscriber's extensions, which can be directly connected to each other or to a general distributor whose capacity is 4,000 lines, requiring the laying of 22 km of cabling of various capacities representing 1,500 km of circuitry ;

b) a network of technical signal circuits for programme and control, making necessary the installation of 35 km of cabling containing 630 km of circuits. These circuits provide direct connections from each technical area to a special distributor.

1.1.1. *Telephone connections*

The telephone connections, internal and external, are provided by way of a general distribution frame which receives :

— telephone cables connecting it to the city automatic network,

— connecting cables tying it to 6 sub-distributors,

— various distribution cables directly serving offices situated in the neighbourhood.

The 6 sub-distributors are, in addition, connected between themselves by direct wiring. The association of the general distributor and the sub-distributors provides in this way a distribution network making possible connections to alternative routes in the case of accidental cable damage or the overloading of a connection. The dominant role of the sub-distributors is, above all, to connect the subscribers' telephones which are brought in by the distribution cables, to the general distributor by way of the connecting cabling.

The distribution cables of 112 pairs coming from the sub-distributors divide once they have arrived at their area of use into cabling of smaller and smaller capacity, the final one being of 5 pairs corresponding to the smallest distribution block.

1.1.2. *Signal and control connections*

These connections, using special cabling, lead directly to the installations in the technical areas and are provided by

1.2. Problèmes posés

1.2.1. *Transmissions*

1.2.1.1. *Téléphonie.* — La distribution téléphonique ne posait, au point de vue transmissions, aucun problème particulier. Le matériel classique fut adopté en choisissant celui qui donnait le maximum de sécurité à l'exploitation.

1.2.1.2. *Modulation.* — Les courants de modulation pouvant être transmis dans le même câble avec des différences de niveaux élevées, les conditions d'essais imposées aux circuits de modulation sont obligatoirement très sévères. En particulier, l'affaiblissement de diaphonie entre deux circuits quelconques, mesuré dans les conditions d'utilisation, doit être supérieur à 100 dB (11,5 Np) dans la bande 30 - 15 000 Hz.

Ces conditions ont nécessité l'étude de câbles spéciaux comportant des circuits sous écran et terminés sur des réglettes spéciales.

1.2.1.3. *Signalisation.* — Le cahier des charges n'imposant pour ces câbles qu'un affaiblissement de diaphonie entre circuits de 80 dB (9,3 Np) il a été possible de supprimer les écrans qui étaient indispensables dans les câbles de modulation.

1.2.2. *Sécurité des installations*

1.2.2.1. *Téléphonie.* — La sécurité de l'installation résulte du choix des parcours des câbles qui sont toujours séparés des câbles d'énergie, de la nature de leurs enveloppes et de la qualité des accessoires.

1.2.2.2. *Modulation et signalisation.* — Pour ces câbles, les mêmes dispositions ont été adoptées. En outre, par suite de la nécessité absolue d'éviter les coupures accidentelles dues à de fausses manœuvres dans un organe de liaison intermédiaire, ces câbles sont directs entre les meubles des cabines et le répartiteur général.

1.3. Solutions adoptées et caractéristiques générales des câbles

1.3.1. *Câbles de téléphonie*

Les câbles choisis sont ceux de la série 84 de l'Administration des P.T.T. à isolation papier sec et enveloppe de plomb. Ils sont normalement utilisés pour la distribution des circuits d'abonnés. Ils répondent aux conditions du cahier des charges P.T.T. du 13 février 1937 pour la fourniture des câbles de télécommunications et au cahier des charges pour la fourniture des câbles d'abonnés à paires assemblées en quarte en étoile (série 84).

Leur contenance varie de 4 quartes à 224 quartes, le diamètre des conducteurs étant de 0,5 mm.

1.3.2. *Câbles de modulation*

Ces câbles sont, pour des raisons de sécurité, à enveloppe de plomb, ils satisfont aux conditions de la spécification SRCT-LSTC 120a (4e édition) du CNET.

Les conducteurs ont une isolation polyéthylène et polyamide, leur diamètre est de 0,8 mm ou 1 mm suivant la longueur des liaisons à assurer. Les conditions de diaphonie entre circuits, imposées par le cahier des charges spéciales, 100 dB dans la bande de 30 à 15 000 Hz pour une longueur de 250 m, ont nécessité l'utilisation de paires sous écran aluminium de 0,04 mm d'épaisseur. Leur contenance varie de 7 paires à 28 paires. Les câbles à 21 et 28 paires sont constitués par le câblage des torons de 7 paires.

1.3.3. *Câbles de signalisation*

Ces câbles qui satisfont à la même spécification du CNET que les câbles de modulation sont également à enveloppe de plomb et les conducteurs à isolation polyéthylène-polyamide. Etant donné l'usage auquel ils sont destinés, le diamètre des conducteurs a pu être ramené à 0,5 mm et les écrans supprimés.

means of a signal and control circuits distributor, by the side of which has been placed the Main Dispatching Centre. The distributor is connected to the Main Dispatching Centre by equipment cables.

1.2. Problems arising

1.2.1. *Transmission*

1.2.1.1. *Telephone.* — The telephone distribution does not involve, from the point of view of transmission, any special problem. Conventional equipment has been adopted, being that which gives the maximum reliability of use.

1.2.1.2. *Signal.* — Because the programme signal currents may be transmitted within the same cabling with large differences of level, the test conditions applied to the signal circuits are necessarily very severe. In particular, the crosstalk attenuation between two circuits of any kind, measured under the conditions of use, must be better than 100 dB (11.5 Np) within the band 30 - 15,000 cycles.

These conditions have made it necessary to design special cables involving screened circuits and terminated on special blocks.

1.2.1.3. *Control.* — The specification for this cabling required a cross-talk attenuation between circuits of only 80 dB (9.3 Np) and it has been possible to dispense with the screens which were essential in the signal cables.

1.2.2. *Reliability of the installation*

1.2.2.1. *Telephones.* — The reliability of the installation results from the choice of routing of the cables which are always separated from power cables, and is also affected by the nature of their covers and the quality of the accessories.

1.2.2.2. *Signal and Control.* — For these cables the same arrangements have been adopted. Additionally, because of the absolute necessity to avoid accidental disconnection due to faulty operation in an intermediate connecting device, these cables run directly between the cubicle equipment and the general distributor.

1.3. Solutions adopted and general characteristics of the cables

1.3.1. *Telephones cables*

The cables chosen are those of series 84 of the P.T.T. Administration using dry paper insulation and lead cover. They are commonly used for the distribution of subscriber circuits. They meet the conditions of the P.T.T. specification of 13th February 1937 for the provision of telecommunication cables and the specification for the provision of subscriber pairs (series 84). Their content varies from 4 quads to 224 quads, the diameter of the conductors being 0.5 mm.

1.3.2. *The signal cables*

These cables are, for reliability reasons, lead covered, and meet the conditions of specification SRCT-LSTC 120a (4th edition) of the CNET.

The insulation of the conductors is polyethylene and polyamide and their diameter is 0.8 mm or 1 mm according to the length of the connections required. The cross-talk conditions between circuits required by the specification, which are 100 dB within the band of 30 - 15,000 cycles for a run of 250 m, have made necessary the use of pairs within aluminium screens of 0.04 mm thickness. Their content varies from 7 pairs to 28 pairs. Cables of 21 and 28 pairs are made up by the grouping of 7 pairs.

1.3.3. *Control cables*

These cables, which meet the same specification of CNET as the signal cables, are also in a lead cover and have conductors with polyethylene-polyamide insulation. In view of the use

Leur contenance varie de 7 paires à 28 paires. Ils sont câblés suivant les mêmes principes que les câbles de modulation.

1.3.4. *Détermination des longueurs de fabrication*

L'installation des câbles devant être faite aussitôt que l'état d'avancement des travaux des bâtiments le permettait, il était nécessaire de lancer en fabrication la quasi-totalité des câbles nécessaires donc de déterminer leurs longueurs uniquement sur les plans d'architecte. Cette opération a été longue et délicate. Dans le cas des câbles de téléphonie les conséquences des erreurs d'appréciation étaient peu graves car on pouvait y remédier en allongeant les câbles trop courts à l'aide de baguettes nécessitant la confection d'épissures.

Dans le cas des câbles de modulation et de signalisation pour lesquels aucune épissure n'était admise, il a été nécessaire de procéder à des groupements des longueurs d'utilisation pour obtenir des longueurs de fabrication aussi longues que possible, offrant donc une marge de sécurité suffisante pour réduire au minimum les câbles à fabriquer en surplus.

2. Pose des câbles

2.1. Chainage des parcours

Dès que l'état des bâtiments l'a permis, il a été effectué des chaînages des parcours afin de déterminer les longueurs exactes des câbles à poser. Ces longueurs ont été groupées par type de câble de façon à constituer des ensembles utilisant au mieux les longueurs fabriquées. Cette méthode a donné d'excellents résultats.

2.2. Modes de pose

Les câbles de téléphonie, de modulation et de signalisation sont posés suivant des itinéraires qui leur sont propres ce qui leur évite toute proximité avec les câbles d'énergie. Les modes de pose suivants ont été utilisés :

a) en caniveaux recouverts de dalles métalliques dans certains couloirs ;

b) sur chemins de câbles, en tôle perforée suspendus aux plafonds ou posés sur consoles murales ;

c) dans des gaines d'ascension qui relient entre eux les étages d'un même bâtiment. Ces gaines sont équipées des mêmes tôles perforées que les chemins de câbles ;

d) sur plinthes discontinues constituées par des panneaux de bois fixés entre les poteaux des murs de façade. Sur plinthes continues dans les locaux techniques ;

e) par colliers de serrage scellés aux murs dans certains sous-sols.

2.3. Réalisation et difficultés de la pose

La pose des câbles n'a pas toujours pu être conduite d'une façon rationnelle, le chantier de pose devant suivre la mise à sa disposition des bâtiments et locaux. Il en est résulté une certaine confusion à l'arrivée des câbles au répartiteur général mais cette situation a pu être redressée grâce aux longs efforts d'un personnel spécialisé.

Les difficultés principales rencontrées au cours de la pose sont particulièrement venues du fait que les parcours très sinueux nécessitaient l'enfilage du câble dans de nombreux passages étroits ou dans des tubes de petits diamètres. La pose s'est donc pratiquement faite à la main avec une équipe importante. L'usage du treuil électrique n'a été possible que pour la pose de quelques câbles de liaison aux parcours presque rectilignes.

for which they are intended, the diameter of the conductors could be made 0.5 mm and the screens dispensed with. Their content varies from 7 pairs to 28 pairs. They are arranged according to the same principles as the signal cables.

1.3.4. *The choice of manufactured lengths*

Since the installation of the cables had to be made as soon as the state of the completion of the building allowed, it was necessary to put in hand the manufacture of most of the necessary cables and therefore to determine their length simply from the architectural plans. This operation was long and delicate. In the instance of telephone cabling the consequences of errors in calculation were not particularly important because it could be corrected by lengthening cables which were too short, using joints involving the making of splices.

In signal cabling and control cables for which no splicing was permissible, it was necessary to group the working lengths so as to obtain manufacturing lengths as long as possible offering therefore a margin of security sufficient to reduce to a minimum the excess manufacture of cable.

2. The laying of the cables

2.1. Measurement of the runs

As soon as the state of the buildings allowed, the runs were measured to determine the exact lengths of the cables to be laid. These lengths were grouped according to type of cable in such a way as to produce assemblies using to the best advantage the lengths which had been made. This method gave excellent results.

2.2. Methods of laying

The telephone cables, the signal cables and the control cables, were laid according to the routes appropriate to them which avoided any proximity to power cables. The following methods of laying have been used :

a) in ducts covered by metal plates in some corridors ;

b) on perforated cable trays suspended from the ceiling or supported by wall brackets ;

c) in rising ducts which connect the storeys of the same building. These ducts are equipped with the same perforated trays as the cable routes ;

d) on plinths made by wooden panels fixed between wall members. On continuous plinths in technical areas ;

e) by wall-fastenings in certain basement areas.

2.3. Planning and difficulties of laying

It was not possible always to conduct the laying of cables in a logical manner, because the work of cable laying had to be aligned with the rate at which buildings and rooms became available. Sometimes the absence of a cable run deferred for several months the laying of a principal route. The result of this was some confusion in the arrival of the cabling at the general distributor and this untidy situation was put right only because of the hard work of the specialist staff.

The principal difficulties met during the course of the laying arose particularly from the fact that very winding routes made it necessary to thread the cabling through many narrow passages or tubes of small diameter. The laying was therefore done virtually by hand, with a substantial crew. The use of electric ploughs was only possible for the laying of a few connecting cables in straightforward areas.

2.4. Conducteurs de terre

Chaque cabine, ou local technique, où aboutit un câble de modulation ou de signalisation est raccordé au répartiteur de modulation par un conducteur de cuivre non isolé de 5 mm² de section suivant le même parcours que les câbles. Lorsqu'il utilise des supports métalliques le conducteur est connecté à ces supports par boulon et soudure tous les 2 m environ. Le conducteur peut être commun à plusieurs cabines au nombre de n, la section du conducteur est alors au moins égale à $5\sqrt{n}$ mm².

Les conducteurs de terre qui arrivent au répartiteur général par des itinéraires différents sont groupés sur une réglette isolante.

3. Raccordement et division des câbles

3.1. Raccordement des cables

3.1.1. *Câbles de téléphonie*

Les épissures ont été réalisées suivant la technique habituelle des câbles urbains, toutefois les torsades ont été soudées afin d'avoir l'assurance que des déséquilibres de résistance n'apparaîtront pas par la suite.

3.1.2. *Câbles de modulation et de signalisation*

Ces câbles ne devant, comme nous l'avons dit plus haut, ne comporter aucune épissure le problème de leur raccordement est, par là-même, réglé.

3.2. Division des cables

Ce problème qui n'intéresse que les câbles de téléphonie a été résolu de deux façons différentes suivant qu'il s'agit des gros câbles (capacité supérieure à 14 quartes) ou des petits câbles.

3.2.1. *Division des gros câbles*

Les pièces de division sont du type Lignes à Grande Distance, c'est-à-dire que l'épissure entre le câble principal et les câbles secondaires est réalisée dans un unique manchon muni d'une calotte, côté câbles secondaires. Ce procédé a l'avantage de réduire considérablement l'encombrement et permet l'épanouissement du câble principal en un nombre quelconque de câbles de distribution, à l'aide d'une seule pièce.

3.2.2. *Division des petits câbles*

Dans tous les cas où cela était possible, il n'a pas été fait de pièces de division sur les câbles à 28 paires et en-dessous. Le raccordement d'un câble à 28 paires à 4 réglettes 7 paires a été réalisé comme suit :

— le 28 paires pénètre dans une première réglette à 7 paires type P.T.T. 76/9 à laquelle 7 paires sont raccordées ;

— les 21 paires non coupées traversent directement la réglette par le même 28 paires qui contient donc 7 paires non utilisées. Il pénètre ensuite dans une deuxième réglette à 7 paires. Dans cette réglette, 7 autres paires sont raccordées aux bornes les 14 paires restantes sont raccordées dans le boîtier de la réglette, avec un câble à 14 paires. Ce câble aboutit à une troisième réglette 7 paires dans laquelle 7 paires sont reliées aux bornes et 7 paires raccordées à un câble à 7 paires. Ce dernier câble aboutit à une quatrième réglette à 7 paires. Cette disposition, toujours valable dans son principe, est modifiée dans le cas où on utilise des réglettes à 14 paires ou s'il reste des paires en réserve.

Toutes ces réglettes sont à peigne noyé ce qui garantit la bonne conservation de l'isolement.

2.4. Earth conductors

Each cubicle or technical area where a signal cable or control cable terminates is connected to the signal distributor by a bare copper conductor of 5 mm² in cross section following the same route as the cables. When this conductor uses metal supports it is connected to these supports by rivets and solder about every 2 m. The conductor may be common to various cubicles to the number of n, the cross section of the conductor being then at least equal to $5\sqrt{n}$ mm².

The ground conductors which arrive at the general distributor by different routes are grouped on a separate connecting block.

3. Connection and division of cables

3.1. Connection of cables

3.1.1. *Telephones cables*

Splices have been made in the manner customary for town cables except that the twists have been soldered so as to be certain that resistance unbalance will not occur later.

3.1.2. *Programme and control cables*

Since these cables, as said earlier, include no splices, the problem of their connection is in that way avoided.

3.2. Division of cables

This problem which arises only in connection with the telephone cables, has been dealt with in two different ways according to whether it is a matter of dealing with large cables (capacity above 14 quads) or small cables.

3.2.1. *Division of large cables*

The division arrangements are of the type used for trunk lines, that is to say that the splice between the principal cable and the secondary cables is made in a single coupler provided with a cap on the secondary cables. This arrangement has the advantage of reducing the bulk considerably and allows the branching of the principal cable into any number of distribution cables using a single junction.

3.2.2. *Division of small cables*

In every case where it has been possible, no division junctions have been made of cables of 28 pairs and below. The connection of a 28 pair cable having 4 groups of 7 pairs has been arranged as follows :

— the 28 pairs go first to a 7-pair termination, type P.T.T. 76/9 to which 7 pairs are connected ;

— the 21 pairs not cut go straight through the connection block by the same 28-pair cable which therefore contains 7 pairs not used. It then goes to a second 7-pair connector. In this connector 7 other pairs are taken to the terminals, and the 14 pairs remaining are connected in the box of the termination block with a 14-pair cable. This cable terminates at a third 7-pair connector in which 7 pairs are taken to the terminals and 7 pairs connected to a cable of 7 pairs. This latter cable terminates at a fourth termination block of 7 pairs. This arrangement, always suitable in principle, is modified in the instance where 14-pair connection blocks are used or if some pairs remain in reserve.

All these blocks are arranged in such a way as to maintain a good degree of insulation.

3.3. Labelling and numbering of telephone circuits

Each pair forming a circuit is identified by its position on the distributor.

3.3. Repérage et numérotation des circuits de téléphonie

Chaque paire constituant un circuit est identifiée par sa position au répartiteur origine.

Chaque câble sortant d'une pièce de division ou aboutissant à une réglette de distribution porte une étiquette en cuivre rouge estampée sur laquelle est porté le numéro des circuits contenus dans le câble.

Exemple : S.R. 7413 - T.22 - A4 signifie : Ce câble contient la quatrième amorce à 7 paires du câble aboutissant sur la tête de câble N° 22 dans le sous-répartiteur N° 7413.

Des plans schématiques permettent de trouver pour chaque amorce 7 paires le numéro du local où elle aboutit. Des carnets de fils établis par répartiteur donnent l'affectation et l'utilisation des paires de chaque câble y aboutissant.

3.4. Repérage des cables de modulation et de signalisation

Chaque câble porte une étiquette indiquant le numéro de la cabine desservie et celui de la réglette du répartiteur auquel il aboutit.

4. Aboutissement des câbles

4.1. Répartiteurs généraux

Les câbles de téléphonie venant de l'extérieur et les câbles de liaison avec les sous-répartiteurs aboutissent à un répartiteur général téléphonie.

Les câbles de modulation et de signalisation ont pour origine un répartiteur général unique.

Ces deux répartiteurs sont conformes à la spécification L.S.T.N. 80-44 du CNET sous réserve de petites modifications imposées par les dispositions du local.

Le répartiteur téléphonie est à 49 fermes et le répartiteur modulation à 47. La longueur de chacun d'eux est de 8,5 m et la hauteur de 3,14 m. La photographie N° 1 qui représente le répartiteur de modulation, permet de se rendre compte de leur importance.

4.2. Sous-répartiteurs

Les sous-répartiteurs, au nombre de 6, sont constitués par des coffrets de sous-répartition TP SRI à 6 têtes de câble, de fabrication H. Pouyet. Ils permettent avec un encombrement réduit de relier ensemble, par jarretières, un nombre important (24 à 30) de câbles 112 paires. Chaque coffret est muni d'une porte à glissière permettant de protéger l'installation de la poussière, la photographie N° 2 représente un de ces répartiteurs

4.3. Locaux divers

Dans la presque totalité des cas les câbles de distribution aboutissent sur des réglettes H. Pouyet de capacité allant de 7 à 28 paires. Deux locaux utilisant un grand nombre de liaisons (Centre Nodal T.V. et Pompiers) sont équipés de têtes de câble à 112 paires.

4.4. Matériel utilisé

4.4.1. *Têtes de câble du répartiteur général téléphonie*

On a utilisé les têtes de câble 112 paires du type P.T.T. 284/20, sans organe de protection, avec barrettes de coupures; ces têtes sont câblées avec des conducteurs en cuivre émaillé recouvert d'une bande de papier isolant. Cette disposition permet de ne pas les remplir de matière isolante donc de pouvoir modifier le raccordement des circuits, s'il y a lieu.

Each cable coming from a joint or terminating on a distribution block carries a label stamped in red copper on which is carried the number of the circuits contained in the cable.

Example : S.R. 7413 - T.22 - A4 means : This cable contains the fourth group of 7 pairs of the cable terminating at cable head N° 22 in the sub-distributor N° 7413.

Block diagrams make it possible to find for each group of 7 pairs the number of the room where it terminates.

Circuit labelling cards set up by the distributor give the association and use of the pairs of each cable terminated there.

3.4. Identification of signal and control cables

Each cable carries a label indicating the number of the cubicle served and that of the distribution block where it terminates.

4. Termination of cables

4.1. General distributors

The telephone cables coming from outside and the cables connecting to the sub-distributors terminate at a general telephone distributor.

The signal and control cabling originate at a single general distributor.

These two distributors conform with specification L.S.T.N. 80-44 of the CNET except for small changes imposed by the arrangement of the room.

The telephone distributor has 49 frames and the signal distributor has 47. The length of each of them is 8.5 m and the height is 3.14 m. Photograph N° 1 shows the signal distributor and gives an idea of their size.

4.2. Sub-distributors

The sub-distributors, numbering 6, consist of sub-distribution boxes TPSRI for 6 cable heads made by H. Pouyet. They make it possible with reduced space requirements to clip together a substantial number (24-30) of 112 pair cables. Each box has a sliding door which protects the installation against dust ; photograph N° 2 shows one of these distributors.

4.3. Miscellaneous rooms

In nearly all instances the distribution cables terminate at H. Pouyet termination blocks with a capacity ranging from 7 to 28 pairs. Two rooms using a large number of connections (the Television Centre and Fire Station) have cable heads of 112 pairs.

4.4. Equipment used

4.4.1. *Cable heads in the general telephone distributor*

112 pair cable heads type P.T.T. 284/20 have been used without protection devices. These heads are wired with enamelled copper conductors covered with an insulating paper strip. This arrangement makes it unnecessary to fill them with insulating material and so leaves the facility of being able to modify the connection of the circuits if that becomes necessary.

4.4.2. *Cable heads in the telephone sub-distributors*

112 pair cable heads type P.T.T. 78/24 have been used, manufactured by H. Pouyet and developed for use with the boxes mentioned earlier. These heads, filled with an insulating compound, are wired with paper insulated conductors, lead-covered.

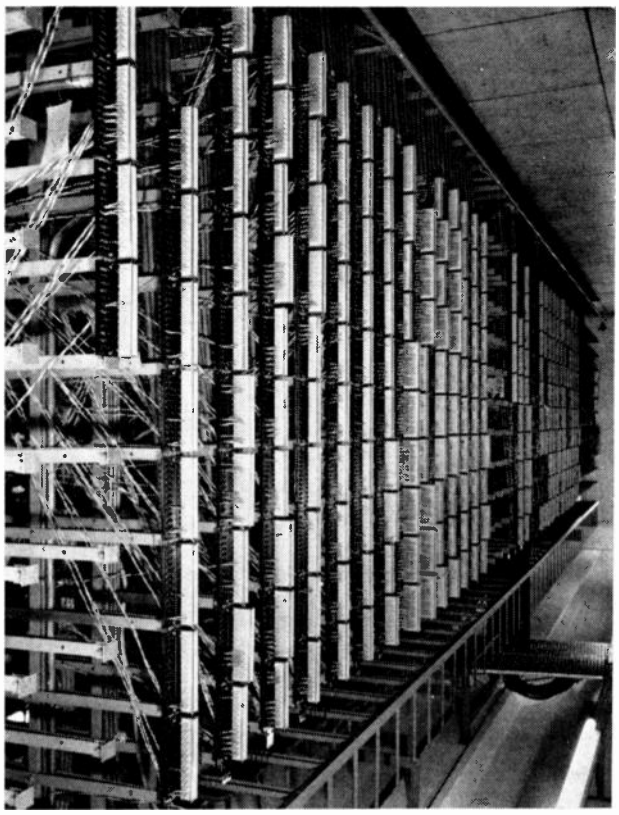


FIG. 1. — Répartiteur général Modulation.
— General signal distribution

4.4.2. *Têtes de câble des sous-répartiteurs de téléphonie*

On a utilisé les têtes de câble 112 paires type P.T.T. 78/24 de fabrication H. POUYET conçues pour l'utilisation des coffrets mentionnés plus haut. Ces têtes remplies de compound isolant sont câblées avec des câbles à conducteur isolés au papier et à enveloppe de plomb.

4.4.3. *Réglettes de téléphonie dans les locaux*

Les réglettes utilisées sont du type P.T.T. 76/9 à 7 ou 14 paires, elles permettent l'entrée d'un câble par une extrémité et la sortie d'un second à l'autre extrémité. De plus, la chambre arrière est assez grande pour qu'il soit possible d'y faire le raccordement de plusieurs paires. Cette chambre peut être remplie de compound afin d'éviter la pénétration de l'humidité.

4.4.4. *Réglettes de modulation du répartiteur général*

Les conditions de diaphonie entre circuits dont nous avons parlé plus haut ne pouvaient être obtenues en utilisant les réglettes de type courant.

Les services techniques de l'ORTF ont donc demandé aux Etablissements H. POUYET d'étudier une réglette qui, tout en conservant un encombrement réduit, ait un affaiblissement diaphonique supérieur à 113 dB (13 Np) entre paires de broches de circuits voisins terminés sur 150 Ω. Les constructeurs y parvinrent en agissant à la fois sur plusieurs facteurs :

a) en réduisant la largeur et l'épaisseur des broches ;

b) en augmentant la distance entre broches sans augmenter sensiblement l'encombrement, résultat obtenu par une disposition en quinconce ;

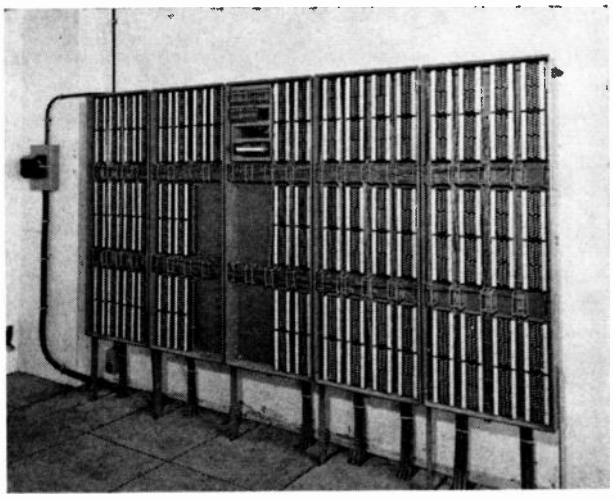


FIG. 2. — Sous-répartiteur.
— Sub-distribution

4.4.3. *Room telephone terminations*

The blocks used are type P.T.T. 76/9 having 7 or 14 pairs and they allow the entry of one cable at one end and the exit of a second cable at the other. In addition, the enclosure at the back is big enough to house several pairs. This enclosure can be filled with compound to avoid the penetration of moisture.

4.4.4. *Signal termination blocks : general distributor*

The cross-talk specification between circuits, mentioned earlier, cannot be obtained using ordinary connecting blocks. The technical services of ORTF therefore asked the H. POUYET organization to develop a connection block which, while remaining of small size, would have a cross-talk factor better than 113 dB (13 Np) between pairs of pins in neighbouring circuits terminated by 150 Ω. The manufacturers managed this by simultaneous attention to several factors :

a) by reducing the size and thickness of the pins,

b) by increasing the distance between the pins without significantly increasing the bulk, a result which was obtained by a quincunx disposition,

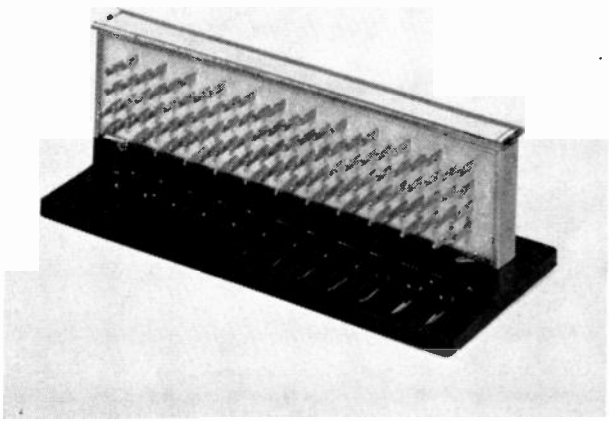


FIG. 3. — Réglette H. POUYET RBS.
— H. POUYET RBS connection blocks

c) en remplaçant la masse importante de matière isolante des supports de broches classiques par deux plaquettes de fibres de verre et de résine silicone ayant d'excellentes qualités en HF, épaisses de 1,2 mm et distantes de 8,6 mm.

La réglette RBS ainsi créée est représentée sur la photographie N° 3. Elle existe dans des capacités variant de 20 paires à 120 paires.

4.4.5. *Réglettes de signalisation du répartiteur général*

Le même matériel a été utilisé pour les câbles de signalisation et pour les câbles de modulation bien que cela ne fut pas indispensable.

c) by replacing the conventional large piece of insulating material by two plates of fibreglass and silicone resin having excellent HF quality, being 1.22 mm thick and spaced 8.6 m

The connection block RBS developed in this way, is shown on photograph N° 3. It is available in capacities varying from 20 pairs to 120 pairs.

4.4.5. *Control signal connecting blocks : general distributor*

The same materials have been used for the control circuits as for the programme circuits even though that was not essential.

R. SCHRAMBACH
Ingénieur à la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques
Engineer, Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

Commutateurs semi-automatiques de modulation

1. Choix du matériel de commutation

Comme nous l'avons vu au chapitre « commutation des modulations » les jonctions entre les différentes catégories de sources de modulation, et les utilisations (départs vers les émetteurs de radiodiffusion, les cellules d'enregistrement, le multiplex, le centre de radio-circuits et de lignes à grande distance) sont assurées par des commutateurs semi-automatiques.

Pour la réalisation de ceux-ci, le choix de l'ORTF s'est fixé sur le système de téléphonie à barres croisées « PENTACONTA », dont le principal organe, le « multisélecteur », offre sur les sélecteurs tournants les avantages suivants :

— suppression totale des bruits parasites produits par les vibrations des sélecteurs tournants voisins progressant pas à pas ;

— disparition du voile microphonique qui se produit très souvent sur les circuits non alimentés passant par les contacts glissants des sélecteurs tournants ; dans le multisélecteur, les contacts s'établissent par pression entre métaux précieux, argent et or pour les circuits de signalisation, argent et paladium pour les circuits de modulation, de retour d'écoute et de téléphone ;

— très grande rapidité d'établissement des liaisons par rapport aux sélecteurs tournants ;

— très faible taux de diaphonie, les capacités parasites entre circuits étant bien inférieures à celles données par les sélecteurs tournants. La disposition des broches de connexion permet d'utiliser, pour le câblage des circuits de modulation et de

Broadcast programm semi-automatic switching installation

1. Choice of switching equipment

As described in the equipment concerned with the broadcast semi-automatic switching installation, the connections between the different kinds of programme sources and their users (outgoing lines towards the broadcasting transmitters, the recording units, the multiplex facilities, and the radio-circuit and long distance-lines centre) are provided by semi-automatic switching equipments.

For these, ORTF (French national radio and television organisation) chose the PENTACONTA cross-bar telephone system in which the principal device, the multi-selector, offers the following advantages over rotary selectors :

— total suppression of noise resulting from vibrations due to the operation of adjacent selectors progressing step by step ;

— disappearance of the microphonic disturbance which occurs often on unpowered circuits completed through the sliding contacts of the rotating selectors. In the multi-selector the contacts are made by pressure between precious metals, being silver and gold for the signalling circuits, with silver and palladium for the programme circuits, the broadcast program listening return circuits and telephone circuits ;

— high speed connections ; rotary selectors having, on the other hand, a limited speed ;

— very low crosstalk between circuits, the stray capacitances between them being much lower than those occuring in rotary

FIG. 1. — Photographie du cadre de multisélecteurs, vue arrière.

— Photograph of the multiselector frame from the back.

retour d'écoute, du câble en paires sous écran, le raccordement se faisant comme indiqué sur la figure 1 pour diminuer la longueur des bouts morts.

1.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU « MULTISÉLECTEUR »

La figure 2 donne un schéma simplifié des éléments qui constituent le « multisélecteur ».

On y voit partiellement deux *sélecteurs* S_1 - S_2 qui comportent chacun une bobine B_1, B_2 et une armature mobile A_1 - A_2 pouvant pivoter autour d'un axe X X' dans le sens de la flèche lorsqu'elle est attirée.

Le long de cette armature sont figurés des poussoirs P_1, P'_1, chargés d'entraîner des ressorts à contacts R_1, R'_1, dont deux seulement (appartenant à une même pile) sont représentés pour la clarté de l'image. L'extrémité de ces poussoirs s'engage normalement dans un trou de forme rectangulaire ménagé dans l'armature.

Les ressorts R_1, R'_1, portent chacun à leur extrémité deux grains de métal précieux G_1, G'_1. En regard de ces contacts, se trouvent deux barres verticales E, E' qui se prolongent de haut en bas du sélecteur, mais qui, également, ne sont représentées que partiellement.

Ces barres verticales reçoivent sur la face placée en regard des ressorts un ruban soudé en métal précieux. C'est entre ces barres et les contacts des ressorts que la connexion s'établit.

Les barres sont reliées à l'entrée et les ressorts à la sortie du sélecteur.

En déplaçant le poussoir P'_1 dans le sens de la flèche, les ressorts sont entraînés vers les barres E, E', avec lesquelles ils viennent en contact. Normalement, le déplacement de l'armature A_1 n'entraîne aucun mouvement des poussoirs P_1 et P'_1.

Entre chaque groupe de deux poussoirs, se trouve une tige flexible T, « *l'embrayeur* », fixée sur une barre M dite « *barre de sélection* ». Deux de ces barres sont partiellement représentées, elle comptent autant d'embrayeurs T qu'il y a de sélecteurs à commander. La barre de sélection tourne autour d'un axe Y Y'.

Quand elle est au repos, les embrayeurs sont dans une position horizontale ; elle peut être déplacée dans un sens ou dans un autre, par deux électros de sélection S, S', en entraînant ses

selectors. The arrangement of the connection tags makes it possible to use screened pairs for the wiring of broadcast program circuits and broadcast programme listening return circuits, the connections being made as indicated on Figure 1 to lessen the length of dead ends.

1.1. MULTI-SELECTOR OPERATIONAL PRINCIPLE

Figure 2 is a simplified diagram of the components of which the multi-selector is formed.

It shows, partly, two *selectors* S_1 - S_2 which each have a coil B_1, B_2 and a moving armature A_1 - A_2 able to pivot on an axis X, X'.

This armature turns in the direction of the arrow when it is attracted.

Along the length of this armature are a number of combs P_1, P'_1, which engage the spring contacts R_1, R'_1, of which two only (belonging to the same group) are shown for clarity. The end of these combs engages in a rectangular-shaped hole formed in the armature.

The springs R_1, R'_1, each carry at their tip two fragments of precious metal G_1, G'_1. In relationship to these contacts there are two contact bank strips E, E', which run from top to bottom of the selector but which, also, are shown only partially in the drawing.

These contact bank strips have on the surface which faces the springs a soldered strip of precious metal.

It is between these strips and the contact springs that the connection is made.

The contact bank strips are connected to the input and the contact springs to the output of the selector.

On displacing the comb P'_1 in the direction of the arrow, the springs are drawn towards the bars E, E' with which they come into contact. Normally the displacement of the armature A_1 involves no movement of the combs P_1 and P'_1.

Between each group of two combs is a selecting finger T fixed on to a bar M called the « selection bar ». Two of these bars are partially shown : they have as many selecting fingers T as there are selectors to control.

The selection bar turns about an axis Y, Y'.

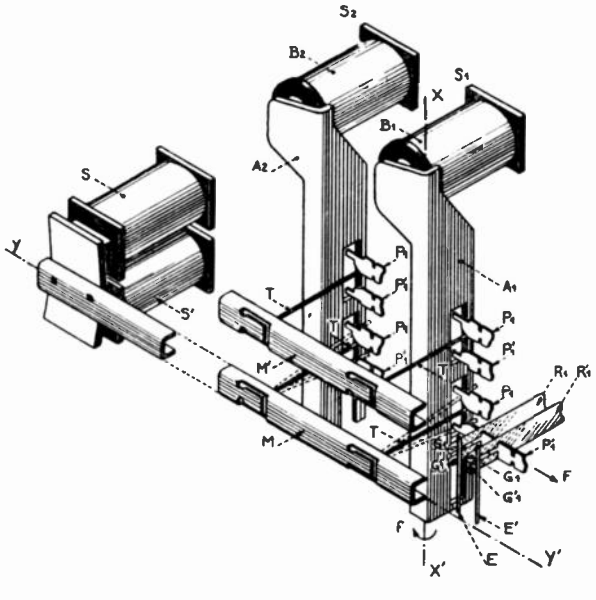


FIG. 2. — Détails du fonctionnement d'un multisélecteur.

— Operating details in a multiselector.

embrayeurs soit vers le haut, soit vers le bas. Ceux-ci s'engagent alors entre l'armature du sélecteur A_1 et l'épaulement porté par le poussoir P_1, ou celui porté par le poussoir P'_1, suivant que l'embrayeur est déplacé vers le haut ou vers le bas.

Dans un tel cas, quand l'armature A_1 est attirée, le poussoir P_1 ou P'_1, entraîné par le mouvement de celle-ci, déplace les ressorts qui lui sont associés et ferme les contacts correspondants.

Lorsque le courant ne passe plus dans la bobine S ou S', la barre de sélection M reprend sa position intermédiaire, mais l'embrayeur T, flexible, reste coincé entre l'armature et le poussoir. La barre de sélection peut à nouveau se déplacer (ainsi que les autres embrayeurs de cette barre) vers le haut ou vers le bas et actionner d'autres contacts sur d'autres sélecteurs.

Pour relâcher la connexion, on coupe le courant dans la bobine B_1. L'armature A_1 revient au repos, les ressorts de contacts R_1, R'_1 aussi, leur course étant limitée par une butée. L'embrayeur T se trouve dégagé et, sous l'effet de son élasticité, reprend sa position médiane initiale.

Comme on l'a vu précédemment, *l'embrayeur* qui sert à l'accouplement des ressorts à l'armature est déplacé soit, vers le haut, soit vers le bas par pivotement de la *barre de sélection* à laquelle il est fixé et contrôle le fonctionnement de deux piles de ressorts.

14 barres de sélection commandent 28 piles de ressorts constituant 28 barres horizontales.

Dans le type de multisélecteur normal grande largeur, on monte 19 sélecteurs.

1.2. Dispositions particulières prises en vue d'utiliser les multisélecteurs pour la commutation des modulations

Les multisélecteurs utilisés pour commuter les modulations étant les mêmes que ceux employés pour la téléphonie, des dispositions particulières ont été prises pour leur raccordement et leur utilisation.

Les circuits de modulation « mono ou bicanal » sont toujours accompagnés de circuits de téléphone ou interphone, de circuits de retour d'écoute et de signalisation.

Afin d'éviter l'induction sur les circuits de modulation des bruits parasites produits par les autres circuits, on utilise, pour la commutation des premiers, des multisélecteurs qui leur sont spécialement affectés.

Le téléphone ou interphone, le retour d'écoute et les signalisations sont commutés par d'autres multisélecteurs commandés simultanément avec ceux des modulations.

Le raccordement entre les multisélecteurs de commutation des modulations et les répartiteurs et le multiplage entre multisélecteurs sont faits en câbles à paires sous écrans, ces derniers étant raccordés au point de tension zéro des modulations.

Quand, dans un commutateur, le nombre de lignes entrantes et sortantes oblige à utiliser plusieurs cadres de multisélecteurs, les barres horizontales et les sélecteurs de ces cadres sont toujours connectés en parallèle.

Les câbles de multiplage des barres horizontales sont connectés au milieu de celles-ci (fig. 3).

Les barres horizontales comportent huit fils. Tous les multisélecteurs étant prévus pour commuter des circuits « bicanal », quatre fils seulement sont utilisés. Les quatre autres sont reliés entre eux et aux écrans des paires blindées. Les huit barres verticales des sélecteurs y sont reliées également par l'intermédiaire des contacts de repos du relais du sélecteur. Quand celui-ci fonctionne, la connexion à l'écran est supprimée pour les quatre fils du circuit de modulation.

Ces dispositions ont permis d'obtenir, pour la traversée d'un commutateur comprenant trente-huit cadres de multisélecteurs connectés en parallèle, et pour des fréquences comprises entre

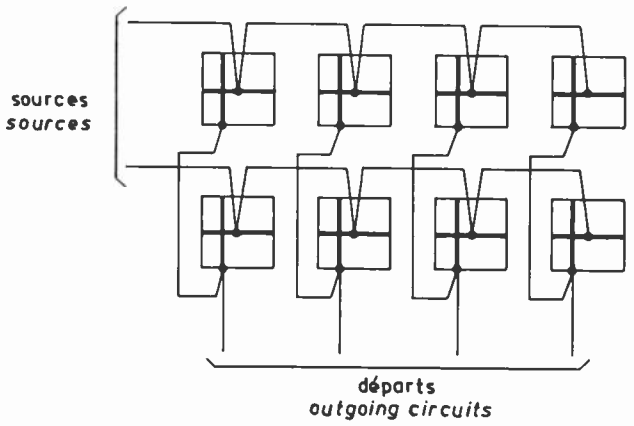


FIG. 3. — Multiplages entre multisélecteurs.

— Multiple connections between multiselectors.

When it is at rest, the selecting fingers are in a horizontal position. They can be moved in one sense or the other by two selection electro-magnets S, S' pulling the selecting fingers either towards the top or towards the bottom. These then engage between the armature of the selector A_1 and either a shoulder forming part of the comb P_1 or a shoulder forming part of the comb P'_1, according to whether the selecting finger is displaced towards the top or towards the bottom.

In such a case when the armature A_1 is attracted, the comb P_1 or P'_1, carried by its movement, displaces the springs which are associated with it and closes the corresponding contacts.

When the current no longer flows in coil S or S', the selection bar M again takes up its intermediate position but the selecting finger T, which is flexible, remains pinched between the armature and the comb. The selection bar can again move (as well as the other selecting fingers on that bar) towards the top or the bottom and operate other contacts on other selectors.

To release the connection, the current is cut in the coil B_1. The armature A_1 returns to rest with contact springs R_1 and R'_1 also, their travel being limited by a stop. The selecting finger T is disengaged and under the force of its own elasticity takes up again its initial middle position.

As shown previously, *the selecting finger* which serves for the coupling of the springs to the armature is displaced either towards the top or towards the bottom by the pivoting of the *selection bar* to which it is fixed and controls the operation of two groups of springs.

14 selection bars control 28 groups of contact springs making up 28 horizontal bars.

In the standard large size of multi-selector, 19 selectors are included.

1.2. Special arrangements made for the use of multi-selectors in broadcast programme switching

The multi-selectors used for broadcast programme switching are the same type as those which are used for telephony, but special arrangements have been made for their connection and their use.

The broadcast programme circuits, one-way or double channel, are always associated with telephone or interphone circuits, with broadcast programme listening return circuits and with signalling circuits.

To avoid the induction on broadcast programme circuits of

40 et 15 000 Hz, un affaiblissement de traversée inférieur à 0,5 dB, un niveau de bruits et un affaiblissement diaphonique supérieur à 90 dB entre deux circuits voisins.

2. Description des commutateurs semi-automatiques du centre distributeur de modulations (CDM)

Ces commutateurs (fig. 4) sont au nombre de six :

— le commutateur général des sources de modulation,
— le commutateur des départs divers,
— le commutateur des départs ondes courtes,
— le commutateur auxiliaire de contrôle général,
— le commutateur auxiliaire d'affectation des cabines de programme métropolitain,
— le commutateur auxiliaire de groupement des émetteurs.

unwanted noise produced by other circuits, the switching of the program circuits is handled by multi-selectors specially associated with it.

The telephone or interphone, the broadcast programme listening return and the signalling facilities are switched by other multi-selectors controlled in step with the broadcast programme selectors.

The connection between the broadcast programme multi-selectors and the distributing frames and the multiple connections between multi-selectors are made in screened pairs and the screens are connected to a zero voltage point of the broadcast programme circuits.

If a switching operation involves a number of incoming and outgoing lines which makes it necessary to use various frames of multi-selectors, the horizontal bars and the selectors of these frames are always connected in parallel.

The multiple connections cables between the horizontal

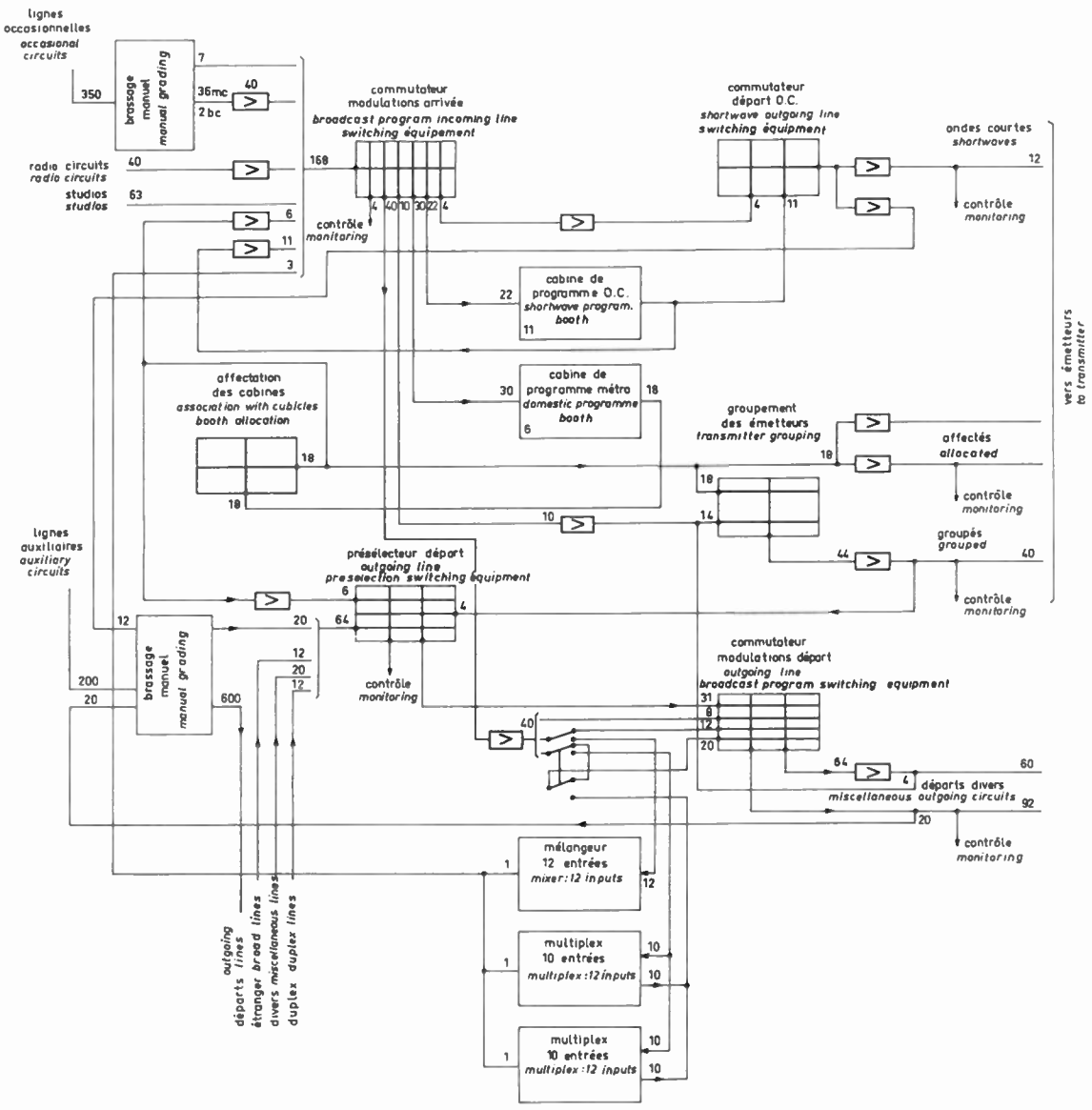


FIG. 4. — Diagramme des liaisons du commutateur des modulations.

FIG. 4. — Diagram of the broadcast program semi-automatic switching installation.

Ils se composent de cadres de relais et de cadres de multi-sélecteurs standards de PENTACONTA, montés sur des baies métalliques.

Ils sont commandés depuis le pupitre central du CDM, ou à distance par les 17 cabines de programme.

Le pupitre central du CDM est composé de cinq positions métalliques juxtaposées, pouvant être exploitées chacune par quatre opérateurs. Ces positions sont spécialisées et affectées respectivement :

— aux départs occasionnels vers les cellules d'enregistrement ou vers les lignes extérieures,
— à l'établissement des transits à travers le CDM,
— au contrôle des départs ondes courtes,
— au contrôle des distributions d'écoutes,
— aux émissions en multiplex.

Les cabines de programme, qui se répartissent en onze cabines de programme ondes courtes et six cabines de programme métropolitain, comportent chacune un pupitre et assurent :

— les 11 premières, les connexions entre les sources de modulations et les émetteurs d'ondes courtes,

— les 6 autres, les connexions entre les sources de modulations et les émetteurs des quatre chaînes métropolitaines.

2.1. COMMUTATEUR GÉNÉRAL DES SOURCES DE MODULATION

Il a pour fonction de connecter un groupe de 168 sources :

— 60 sources intérieures « monocanal »
— 28 sources intérieures « bicanal »
— 80 sources extérieures « monocanal »

à 110 circuits de connexion répartis comme suit entre le pupitre central, les cabines de programme et le commutateur de groupement des émetteurs :

Pupitre central - Position de transit : 40 circuits de connexion de transit et 4 circuits de connexion de contrôle ;

Pupitre central - Position de contrôle ondes courtes : 4 circuits de connexion de contrôle;

Cabines de programme métropolitain : 5 circuits de connexion par cabine, soit 30 circuits de connexion au total;

Cabines de programme ondes courtes : 2 circuits de connexion par cabine, soit 22 circuits de connexion au total;

Commutateur de groupement des émetteurs : 10 circuits de connexion.

2.2. COMMUTATEUR DES DÉPARTS DIVERS

Il est utilisé pour connecter occasionnellement une source aux lignes de départ vers l'extérieur, aux cellules d'enregistrement et aux mélangeurs du multiplex.

Quarante-quatre circuits de connexion sont raccordés à son entrée. La commutation des sources aux départs est commandée depuis la position « départs divers » du pupitre central.

2.3. COMMUTATEUR DES DÉPARTS ONDES COURTES

Il est utilisé pour raccorder les circuits de connexion, affectés aux positions de commande, à 22 lignes de départ vers les émetteurs à ondes courtes.

bars are connected at the middle of these as shown in the drawing above.

The horizontal bars carry eight wires. Because all the multi-selectors are arranged to switch dual channel circuits, four wires only are used : the four others are connected between themselves and to the screens of the screened pairs.

The eight vertical bars of the selectors are also connected there by means of the break contacts on the selector relay.

When that operates, the connection to the screen is broken for the four broadcast programme circuit wires.

These arrangements have made it possible to obtain, through a switching installation containing 38 frames of multi-selectors connected in parallel, and for frequencies between 40 and 15,000 Hz, a circuit attenuation less than 0.5 dB and a noise and crosstalk level better than 90 dB between two neighbouring circuits.

2. Description of semi-automatic switching equipments of the broadcast (CDM)

These switching equipments (fig. 4) number six, that is to say :

— the programme source main switching equipment,
— the miscellaneous outgoing circuits switching equipment,
— the shortwave outgoing circuits switching equipment,
— the general monitoring auxiliary switching equipment,
— the domestic programme control booths assignment auxiliary switching equipment,
— the transmitter grouping auxiliary switching equipment.

They are made up of frames of relays and of standard PENTACONTA multi-selectors frames mounted on metal bays.

They are controlled from the CDM central control desk or remotely by 17 program control booths.

The CDM central control desk is composed of five adjacent metal positions which each can be used by four operators.

Each position is specialised and they are associated respectively with :

— occasional outgoing lines to the recording units or external circuits,
— the setting up of transits through the CDM,
— the monitoring of shortwave outgoing circuits,
— the monitoring of listening circuit distribution,
— multiplex transmissions.

Programme control booths divide into :

11 shortwave programme control booths,
6 domestic programme control booths.

They each include a desk and look after :

— the first 11, circuits between programme sources and shortwave transmitters,

— the other 6, circuits between programme sources and the transmitters of the 4 domestic radio links.

2.1. PROGRAMME SOURCE MAIN SWITCHING EQUIPMENT

Its function is to connect a group of 168 sources composed of :

— 60 « single channel » internal sources,
— 28 « dual channel » internal sources,

Cette connexion est commandée :

— de l'une quelconque des 11 cabines de programme ondes courtes, chacune de celles-ci étant raccordée à ce commutateur par un circuit de connexion ;

— de la position de contrôle ondes courtes du pupitre central du CDM.

L'entrée de ces circuits de connexion est reliée au commutateur général des sources (circuits de transit OC).

2.4. Commutateur de controle général des départs

Il permet aux positions du pupitre central, de raccorder, pendant les émissions, leurs appareils de mesure (vumètres) et de contrôle sonore (haut-parleurs) aux circuits de modulations de départ et ainsi de s'assurer de la bonne qualité des émissions.

2.5. Commutateur d'affectation des cabines de programme métropolitain

Il permet d'affecter, au choix, quatre des six cabines aux quatre programmes nationaux (Culture, Musique, Jeunesse et Variétés).

La commande de cette affectation se fait depuis la position « départs divers » du pupitre central par l'enfoncement d'un bouton-lampe correspondant au programme et à la cabine.

2.6. Commutateur de groupement des émetteurs

Il a pour but de permettre le changement rapide, par une manœuvre simple, du nombre et de la nature des émetteurs raccordés à une source de modulation, ou de la source elle-même, sans changer le groupe des émetteurs.

A l'entrée de ce commutateur sont raccordés :

— les 36 lignes des 6 cabines de programme métropolitain,

— 10 circuits de connexion de la position « départs divers » du pupitre central,

— 4 départs venant du commutateur départs divers.

A la sortie, sont raccordées 30 lignes de départ vers les émetteurs, extensibles à 44. Le total des lignes de départ pouvant être connectées à une source est donc de 44.

Le nombre maximal de combinaisons susceptibles d'être utilisées au cours d'une journée a été fixé à 30. Chaque combinaison peut être utilisée plusieurs fois, mais le total d'opérations différentes ou non est limité à 50.

Les combinaisons sont préparées à l'avance, en établissant des connexions avec des dicordes sur un tableau muni de conjoncteurs.

A chacune des combinaisons correspond un bouton-lampe placé sur la position « départs divers » du pupitre central.

L'enfoncement de ce bouton commande le commutateur qui annule d'abord la combinaison précédente, puis établit la nouvelle.

Quand celle-ci est réalisée, la lampe du bouton correspondant à la combinaison suivante s'allume, indiquant ainsi le bouton que l'on devra enfoncer pour faire avancer le commutateur.

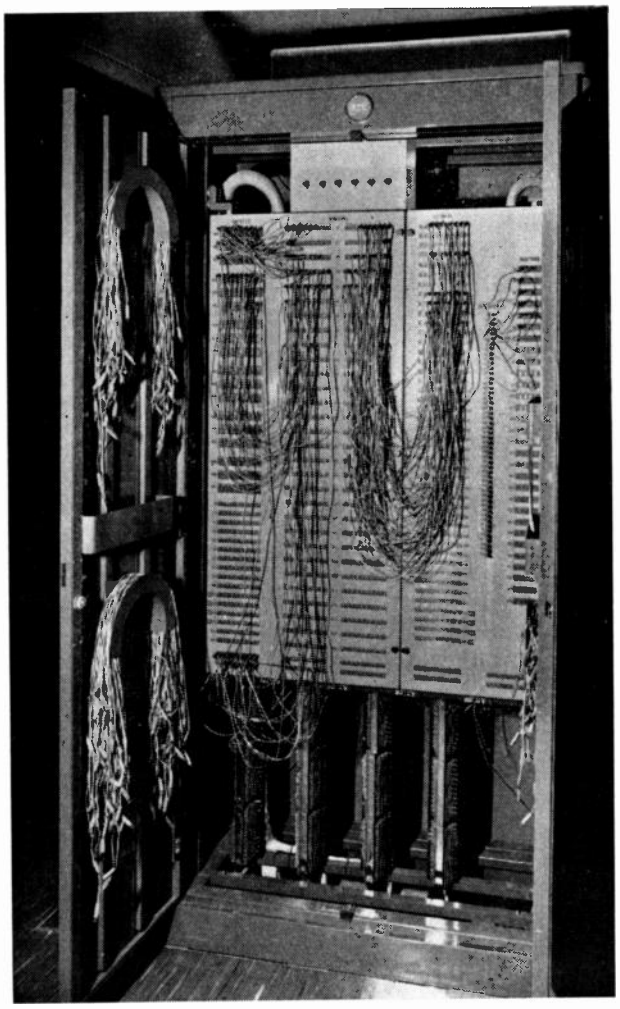


Fig. 5. — Panneau de préparation des groupements.

— Grouping setting up panel.

— 80 « single channel » external sources,

to 110 connection circuits spread over the central desk, the control booths and the transmitter grouping switching equipment as follows :

Central desk - Transit position : 40 transit connection circuits, 4 monitoring connection circuits.

Central desk - shortwave monitoring position : 4 monitoring connection circuits.

Domestic programme control booths : 5 connection circuits for each booth, that is to say 30 in total.

Shortwave programme control booths : 2 connection circuits for each booth, that is to say 22 in total.

Transmitter grouping switching equipment : 10 connection circuits.

2.2. Miscellaneous outgoing circuits switching equipment

This is used, as required, to connect a programme source to outgoing lines, recording units, and multiplex mixers.

44 connection circuits are connected to the input.

The switching of programme sources to outgoing circuits is controlled from the « miscellaneous outgoing circuits » position of the central desk.

3. Exploitation des commutateurs semi-automatiques par les positions de commande

Elle est la même, à part quelques légères variantes indiquées en fin de chapitre, pour toutes les positions de commande des commutateurs (pupitre central et cabines de programme). Nous décrirons l'exploitation de la position de transits divers du pupitre central.

Cette position possède tous les éléments permettant à l'opérateur de connecter à une quelconque des sources, et à une seule, une ou plusieurs lignes de départ, de vérifier les numéros de toutes les lignes et sources et de contrôler le niveau de la modulation et la qualité de celle-ci.

3.1. Description de la position de transits divers

Elle se compose de deux ensembles de platines métalliques équipées de boutons poussoirs à lampes incorporées (fig. 6), chaque ensemble comprenant :

— 2 postes d'opérateurs,
— 4 lignes téléphoniques de service à batterie locale,
— 1 ligne du réseau téléphonique d'exploitation,
— 1 ligne du réseau téléphonique de commandement,
— 22 circuits de connexion dont 2 de contrôle,
— 2 claviers de numérotage,
— 2 platines de groupement et dégroupement des circuits de connexion.

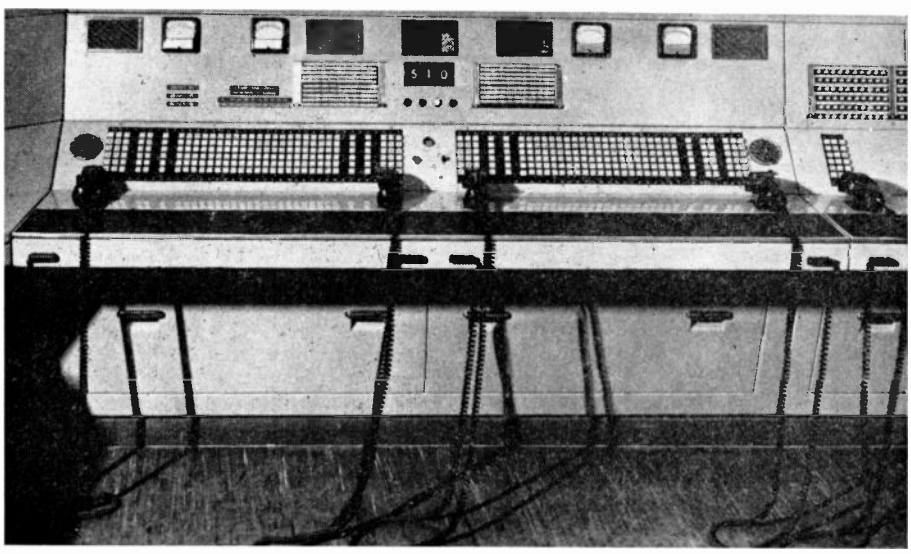


Fig. 6. — Positions des transits divers du pupitre central du CDM.

Entre les deux ensembles se trouve placé un poste principal d'interphone.

A la partie supérieure du meuble, se trouvent les quatre vumètres et les quatre haut-parleurs de contrôle (un vumètre et un haut-parleur par poste d'opérateur), trois voyants lumineux numériques d'identification et deux panneaux de lampes individuelles d'identification des 176 lignes de départ.

Les 22 circuits de connexion sont séparés en deux groupes par la clé de groupement et dégroupement, qui permet de faire exploiter chaque groupement par un opérateur ou l'ensemble par un seul opérateur.

2.3. Shortwave outgoing switching equipment

This is used to connect the connection circuits associated with control positions to outgoing circuits to the shortwave transmitters.

This connection is controlled :

— from any one of 11 shortwave program control booths, each of these being connected to this switching equipment by a connection circuit,

— from the shortwave monitoring position on the central desk of the CDM.

The input of these connection circuits is tied to the program source main switching equipment (shortwave transit circuits).

This switching equipment serves 22 outgoing circuits going to shortwave transmitters.

2.4. Outgoing circuit general monitoring switching equipment

This allows the positions of the central desk to connect their monitoring equipment (VU meters and loudspeakers) to outgoing broadcast programme circuits during transmission and so to ensure good quality of programmes.

2.5. Domestic programme control booths assignment switching equipment

This makes it possible to associate, at will, four of the six control booths with the four national programmes (Culture, Musique, Youth and Music-Hall).

Fig. 6. — Miscellaneous transit positions of the C.D.M. central desk.

The control of this association is made from the miscellaneous outgoing circuit position of the central desk by pressing a lamp-button corresponding to the programme and the control booth.

2.6. Transmitter grouping switching equipment

The purpose of this is to allow the rapid changing by a simple operation of the number and the nature of the transmitters connected to a programme source or of the source itself without changing the group of transmitters.

3.2. JONCTION D'UNE SOURCE A PLUSIEURS LIGNES DE DÉPART

L'opérateur de la position réalise cette jonction en utilisant un circuit de connexion (cc) (fig. 7).

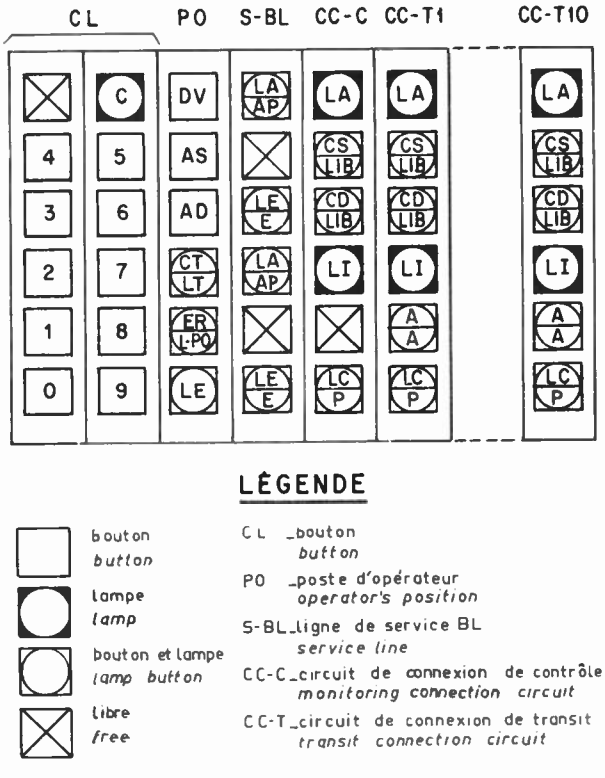


FIG. 7. — Position de transits divers. Groupe de circuits de connexion.

— Miscellaneous transit position. Group of connection circuits.

3.2.1. *Prise d'une source de modulation*

La condition préalable à la prise d'une source intérieure par un circuit de connexion est que celle-ci soit en fonctionnement (amplificateurs sous tension), sinon, elle est marquée occupée sur le commutateur des sources et ne peut être prise.

Cette restriction n'est pas applicable aux sources extérieures qui ne peuvent être marquées occupées à distance.

L'opérateur de la position du pupitre choisit dans un groupe un circuit de connexion disponible (lampe CS éteinte) et appuie sur le bouton de prise P de celui-ci.

La lampe LC incorporée s'allume, signalant que le circuit de connexion est relié au poste opérateur du groupe. Ce poste se connecte automatiquement, de ce fait, au récepteur affecté, qui est chargé de recevoir l'indication, codée, du numéro de la source désirée, que va lui transmettre l'opérateur en manipulant le clavier.

La lampe de clavier C s'allume, signalant à l'opérateur qu'il peut transmettre au récepteur le numéro de la source. Quand ce numéro est reçu, le récepteur se connecte automatiquement à un des deux marqueurs desservant la position et lui transmet le numéro.

Le marqueur traduit le code, marque la ligne de la source désirée et en commande la connexion au sélecteur correspondant au circuit de connexion utilisé.

At the input of this switching equipment are connected :

— 36 lines from six domestic programme control booths,
— 10 connection circuits from the miscellaneous outgoing circuit position of the central desk,
— 4 outgoing lines coming from the miscellaneous outgoing circuit switching equipment.

At the output, 30 outgoing lines (maximum capability : 44 lines) towards the transmitters are connected.

The total of outgoing lines available for connection to a programme source is therefore 44.

The maximum number of combinations which can be used during a day has been fixed at 30. Each combination can be used several times but the total number of operations, whether different or not, is limited to 50.

The combinations are prepared in advance by setting up connections with cord circuits on a switchboard.

A button having incorporated lamp corresponding to each of the combinations is placed on the miscellaneous outgoing circuits position of the central desk.

The depressing of this button controls the switching equipment which first cancels the previous combination and then establishes the new one.

When this has been done, the button lamp corresponding to the following combination lights, thus indicating the button which must be depressed to take the switching equipment on its next step.

3. Operation of semi-automatic switching equipments by the control positions

This is the same for all the switching equipment control positions (the central desk and the programme control booths) apart from various slight variants indicated at the end of the section.

We shall describe the working or the miscellaneous transit position of the central desk.

This position has all the elements which enable an operator to connect to any programme source, and to one alone, one or several outgoing lines, to check the numbers of all the circuits and sources, and to monitor the level of the signal and its quality.

3.1. DESCRIPTION OF THE MISCELLANEOUS TRANSIT POSITION

This is made up of two assemblies of metal mounting plates equipped with push buttons having incorporated lamps, each assembly including :

— 2 operator's sets,
— 4 local battery telephone service lines,
— 1 operational telephone line,
— 1 control telephone line,
— 22 connection circuits, of which 2 are for monitoring facilities,
— 2 numbering keysets,
— 2 plates for grouping and ungrouping the connection circuits.

Between the two assemblies is a principal interphone station.

At the upper part of the unit are 4 VU meters and 4 monitoring loudspeakers (one VU meter, one loudspeaker for each operator position), 3 numerical identifying luminous indicators and two individual identifying lamp panels for the 176 outgoing lines.

The 22 connection circuits are divided into 2 groups by the grouping and degrouping key which makes it possible either for one operator to use each group or for the whole lot to be used by a single operator after operating the grouping key.

Cette jonction est signalée à l'opérateur par l'allumage de la lampe CS associée au bouton LIB.

En cas d'erreur de numérotage, une lampe ER, incorporée au bouton de libération du poste opérateur, signale l'erreur en s'allumant. Elle est doublée par le fonctionnement d'un buzzer.

Si la source est libre ou s'il s'agit d'un programme (à prise simultanée), la lampe CS s'allume à feu fixe. Si elle n'est pas libre, ou en enregistrement local, la lampe CS scintille.

La cadence de scintillement est différente suivant que la source est occupée par une cabine de programme ou par un circuit de connexion des autres positions du pupitre central.

3.2.2. *Prise d'une ligne de départ*

L'opérateur frappe, au clavier, le numéro de la ligne de départ qu'il désire alimenter. Le récepteur, qui est resté connecté au poste opérateur, prend le marqueur, et lui transmet le numéro. Le marqueur commande la jonction du circuit de connexion à la ligne de départ. Cette jonction, est signalée par l'allumage de la lampe CD.

Cependant, la connexion entre source et ligne de départ ne se réalise pas. L'opérateur doit d'abord libérer son poste en appuyant sur le bouton LIB-PO, puis appuyer sur le bouton A (antenne) qui donne l'antenne à la source. La lampe indicatrice incorporée « Antenne » s'allume.

L'amplificateur de ligne, est mis sous tension, à la connexion de la ligne de départ.

Plusieurs lignes de départ, peuvent être connectées au même circuit de connexion. Il suffit, avant de libérer le PO et de donner l'antenne, de former au clavier les numéros des autres lignes de départ.

3.2.3. *Libération des lignes de départ*

Les lignes de départ, reliées à un même circuit de connexion, peuvent être libérées collectivement en appuyant sur le bouton LIB-CD. Chaque ligne, peut également être libérée individuellement sans perturber les autres lignes.

Cette libération se fait par transfert sur un autre circuit de connexion, en utilisant le bouton de « prise départ occupé » PDO, placé sur la platine de poste opérateur, et en libérant ensuite, ce circuit de connexion, par le bouton LIB-CD. Le transfert de la dernière ligne de départ, éteint la lampe CD.

3.3. RACCORDEMENT AU CIRCUIT DE CONNEXION DES LIGNES AUXILIAIRES ACCOMPAGNANT LA MODULATION

La ligne téléphonique, d'exploitation de la source, est raccordée au circuit de connexion, en même temps que la ligne de la source de modulation. Les opérateurs du pupitre et de la source peuvent entrer en communication.

Si la ligne de départ est libre, la ligne téléphonique d'exploitation l'accompagnant est raccordée au circuit de connexion, dès l'allumage de la lampe CD. L'opérateur du pupitre, et celui utilisant la ligne de départ, peuvent entrer en communication.

Si la ligne de départ est occupée, l'opérateur du pupitre est connecté en tiers sur la liaison établie, et il peut appeler simultanément les deux correspondants.

Lorsqu'un circuit de connexion a relié plusieurs départs à une seule source, seule la ligne téléphonique, associée à la première ligne de départ de modulation connectée, est raccordée à la source, automatiquement. L'opérateur peut la déconnecter, pour la remplacer par une autre, en appuyant d'abord sur le bouton LT placé sur la platine du poste opérateur, puis ensuite, en frappant au clavier le numéro de la ligne téléphonique qu'il veut substituer à la première.

3.2. CONNECTION OF A PROGRAMME SOURCE TO SEVERAL OUTGOING CIRCUITS

The operator in this position makes this connection by using a connection circuit (cc) (fig. 7).

3.2.1. *Seizure of a programme source circuit*

The principal condition for the seizure of an internal programme source circuit by a connection circuit is that it should be in operation (amplifiers powered) otherwise it is marked busy on the programme source switching equipment and cannot be seized.

This restriction does not apply to external sources which cannot be marked busy remotely.

The operator of the position chooses an available connection circuit in a group (CS lamp unlit) and depresses the related seizure button *P*.

The incorporated lamp LC lights up, signalling that the connection circuit is connected to the operator position of the group.

This operator position is then connected automatically to the associated receiver which is to receive in coded form the number of the desired source to be conveyed to it by the operator using the keyset.

The keyset lamp C lights, indicating to the operator that he can transmit the number of the source to the receiver.

When the number is received, the receiver is connected automatically to one of the two markers serving the position and gives it the number.

The marker translates the code, indicates the desired source line and controls its connection to the selector corresponding to the connection circuit used.

This connection is indicated to the operator by the lighting of lamp CS associated with button LIB.

In the case of a dialling error, a lamp ER, included in the release button of the operator's set, indicates the error by lighting. It is accompanied by the operation of a buzzer.

If the source is free, or if it is a matter of a programme (for simultaneous connection), lamp CS is permanently lit. If it is not free, or on local recording, lamp CS flickers.

The flickering rate differs according to whether the source is taken by a programme control booth or by a connection circuit belonging to other positions on the central desk.

3.2.2. *Seizure of an outgoing circuit*

The operator operates the keyset to send the number of the outgoing line which it is desired to feed. The receiver, which has remained connected to the operator position, takes the marker and gives it the number. The marker controls the connection of the connection circuit to the outgoing line. This connection is indicated by the lighting of lamp CD.

However, the connection between the source and the outgoing line is not made. The operator must first release his operator's set by depressing button LIB - PO then depress button A (on the air) which connects the source to the antenna. The incorporated indicating lamp « on the air » lights up.

The line amplifier is supplied at the outgoing circuit connection.

Various outgoing circuits can be connected to the same connection circuit.

It is sufficient, before releasing the operator's set and going « on the air », to operate on the keyset the numbers of the other outgoing circuits.

3.2.3. *Release of outgoing circuits*

The outgoing circuits connected to the same connection

Les lignes téléphoniques, de la source et du circuit de départ, sont reliées ensemble, de telle façon que l'opérateur de la source, et celui exploitant la ligne de départ, peuvent s'appeler et communiquer. L'opérateur du pupitre conserve la possibilité d'entrer en tiers dans la liaison, et d'appeler individuellement les deux correspondants, en appuyant sur le bouton AS (appel source) ou AD (appel départ).

3.4. Variantes d'exploitation pour les cabines de programme ondes courtes

Ces cabines de programme sont équipées chacune avec deux circuits de connexion raccordés au commutateur des sources, et un circuit de connexion raccordé au commutateur des départs ondes courtes.

L'exploitation des premiers est semblable à celle décrite précédemment.

Celle de l'autre, également, mais on ne peut le connecter qu'à une ligne de départ, et dans le cas où celle-ci est libre, l'opérateur n'a pas à appuyer sur le bouton Antenne, la connexion s'établit automatiquement dès que la lampe CD s'allume.

Si la ligne de départ est occupée par la position de contrôle ondes courtes du pupitre central, ou par une autre cabine, la lampe CD scintille lorsque l'opérateur en a formé le numéro au clavier.

L'opérateur peut alors libérer son poste en appuyant sur le bouton LIB-PO, la lampe CD s'éteint, mais le circuit de connexion est placé en attente de raccordement à la ligne de départ. C'est la situation « enchaînement » signalée par l'allumage d'une lampe.

Quand l'occupant libère la ligne, la lampe « enchaînement » s'éteint, les lampes CD et Antenne s'allument, la ligne de départ se connecte à la cabine.

4. Identification et contrôle des sources et des lignes de départ

Afin de permettre aux opérateurs de contrôler avant de raccorder le départ à la source qu'ils ont bien pris les lignes désirées, et que le niveau et la qualité de la modulation sont convenables, chaque circuit de connexion est muni d'un dispositif d'identification et de contrôle.

Dès qu'une source est prise, que la lampe CS est allumée, à feu fixe ou scintillant, et sans avoir à donner le signal antenne, l'opérateur peut obtenir cette identification comme suit :

Il appuie sur le bouton P, et le circuit de connexion, toujours raccordé au récepteur, se connecte au codeur d'identification unique, marquant celui-ci occupé pour les autres positions.

Quand cette connexion est effective, un relais du circuit de connexion marque dans le codeur, en passant par les fils de signalisation du commutateur des sources. le numéro de la source à identifier. Ce numéro est transmis en code, 2 parmi 5, au décodeur du récepteur.

Si ce dernier est affecté à une position du pupitre central, le décodeur fait partie du même ensemble que le récepteur, et la combinaison codée lui est transmise sur 3 fois 5 fils (5 fils par chiffre).

Si au contraire, il est affecté à une cabine de programme, le décodeur est séparé du récepteur et se trouve près du pupitre de la cabine. La combinaison lui est alors transmise sur 5 fils mais en trois séquences (une séquence par chiffre).

Après la transmission codée du numéro de la ligne, le codeur d'identification se libère du récepteur, afin de pouvoir être utilisé par les autres positions.

Le décodeur allume les lampes des trois voyants numériques, tant que l'opérateur appuie sur le bouton P. En même temps,

circuit can be released all at once by depressing the button LIB - CD.

Each circuit can also be disconnected individually without disturbing other circuits.

This disconnection is made by transfer to another connection circuit, using the button labelled « busy outgoing circuit seizure » PDO, which is on the plate of the operator's position and by then releasing this connection circuit by button LIB - CD.

The transfer of the last outgoing circuit extinguishes the lamp CD.

3.3. Connection to the connection circuit of auxiliary lines accompanying the broadcast programme circuit

The telephone line used for handling the programme source is programme source.

The operators of the desk and of the source are in communication.

If the outgoing line is available, the telephone line accompanying it is connected to the connection circuit from the time when lamp CD lights.

The desk operator and the one using the outgoing line are in communication.

If the outgoing line is busy, the desk operator can break into the engaged connection and he can speak simultaneously to the two parties already connected.

When a connection circuit has connected various outgoing circuits to one programme source, only the telephone line, associated with the first broadcast programme outgoing circuit, is connected to the source automatically.

The operator can disconnect it and replace it by another on depressing the button LT placed on the position, then later, by operating the keyset to send the number of the telephone line that he wants to use in place of the first one.

The telephone lines of the source and the outgoing circuit are connected together in such a way that the operator serving the source and the one using the outgoing circuit can call each other and communicate.

The desk operator retains the possibility of entering the connection and can individually call the two correspondents by depressing button AS (source call) or AD (outgoing circuit call).

3.4. Working variants for the shortwave programme control booths

These programme control booths are each equipped with two connection circuits connected to the programme source switching equipment and one connection circuit connected to the shortwave outgoing circuit switching equipment.

The use of the first two is much as already described.

That of the other is, also, but it can be connected only to an outgoing circuit and where that is free, the operator does not have to depress the « on-the-air » button, the connection being made automatically as soon as the lamp CD lights.

If the outgoing circuit is occupied by the shortwave monitoring position of the central desk, or by another control booth, when the operator has made the number on the keyset, the lamp CD will flicker.

The operator can then release his operator's set by depressing, buton LIB-PO, and the lamp CD goes out, but the connection circuit is placed in a waiting condition for connection to the outgoing circuit. This is the « enslaved » condition indicated by the lighting of a lamp.

When the user releases the line, the « enslaved condition » lamp extinguished. The CD and « on-the-air » lamps light and the outgoing circuit is connected to the control booth.

le contrôle du niveau et la qualité de la modulation sont donnés par un vumètre et un haut-parleur.

En lâchant le bouton les voyants lumineux s'éteignent mais les autres contrôles subsistent. Une seconde pression sur le bouton fait disparaître les contrôles.

Lorsqu'on a raccordé une source et une ou plusieurs lignes de départ à un circuit de connexion, la même manœuvre donne le numéro de la source et ceux des lignes de départ, ces derniers par allumage de lampes individuelles.

Sur les circuits de connexion des cabines ondes courtes, et de la position de transit ondes courtes, l'identification sur les lignes de départ se fait comme sur les sources, car sur ces circuits on ne peut raccorder qu'une ligne départ.

L'identification et les contrôles ci-dessus ne peuvent être que de courte durée puisqu'ils immobilisent le poste opérateur qui reste connecté au circuit de connexion et au récepteur.

Si l'opérateur veut procéder à un contrôle plus long, il dispose sur chaque groupe de circuits de connexion, d'un circuit de contrôle et d'identification qui permet de se connecter, soit à la source, soit à une ligne de départ. Il donne l'identification de l'un ou l'autre suivant le numéro frappé au clavier.

5. Autocommutateur de distribution d'écoutes

C'est un autocommutateur (fig. 8), réalisé, lui aussi, en matériel PENTACONTA et qui permet à un certain nombre de personnes, réparties dans l'immeuble de la Maison de la Radio, d'écouter, depuis leur bureau (point d'écoute), une modulation choisie parmi un certain nombre de sources en cours d'émission.

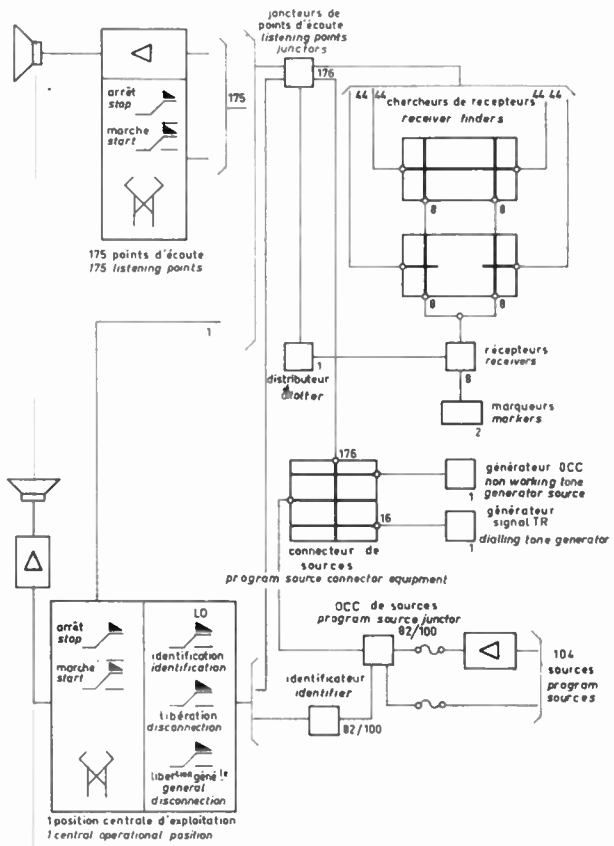


FIG. 8. — Diagramme des liaisons du commutateur de distribution d'écoutes.

— Diagram of the listening distribution switching equipment.

4. Identification and monitoring of programme sources and of outgoing circuits

In order to enable the operators to check before connecting the output circuit to the programme source that they have correctly taken the desired lines, and that the level and the quality of the signal are suitable, each connection circuit is provided with an identifying device and with monitoring.

As soon as the source is seized and the lamp CS lit, steadily or flickering, and without having to give the « on-the-air » signal, the operator can obtain this identification as follows.

He depresses button *P* and the connection circuit already connected to the receiver is connected to the single identification coder, giving the busy signal to other positions.

When this connection has been made, a connection circuit relay marks in the coder, using the source switching equipment signalling wiring, the number of the source to be identified. This number is transmitted in 2 out of 5 code to the receiver decoder.

If the latter is associated with a central desk position, the decoder forms part of the same assembly as the receiver and the coded combination is transferred to it on 3×5 wires (5 wires per digit).

If, on the contrary, it is associated with a programme control booth, the decoder is separate from the receiver and is close to the control booth desk.

The code combination is then transferred to it on 5 wires but in 3 sequences (one sequence for each digit).

After the coded transmission of the number of the line, the identification coder is released from the receiver in order to be available for use by other positions.

The decoder lights 3 numerical visual indicators as soon as the operator depresses on button *P*.

At the same time, the monitoring of level and quality of the programme signal is available by a VU meter and a loudspeaker.

On releasing the button, the luminous indicators go out but the other monitoring arrangements continue.

A second pressure on the button cuts the monitoring arrangements.

When a programme source and one or more outgoing circuits have been put on to a connection circuit, the same operation gives the source number and those of the outgoing circuits, the latter by the lighting of individual lamps.

With the connection circuits of the shortwave programme control booths and of the shortwave programme transit position, the identification on the outgoing circuits is made as for sources, because with these circuits only one outgoing circuit can be connected.

The identification and the monitoring above can only be of brief duration because they prevent the operator's set from being of some other use ; it remains connected to the connection circuit and the receiver.

If the operator wants to carry on with a longer period of monitoring, he has available on each group of connection circuits a monitoring and identification circuit. That allows him to connect either to the source or an outgoing circuit.

It gives identification of one or the other according to the number operated on the keyset.

5. Switching equipment for listening distribution

This is a switching equipment, also made with PENTACONTA equipment, which allows a certain number of people distributed through the Broadcasting Building to hear in their office (listening point) a programme chosen from among a number of transmission sources.

Sa capacité est de 82 sources, extensibles à 100, et 176 points d'écoute.

Chaque point d'écoute comporte un haut-parleur avec amplificateur à transistors, deux boutons poussoirs « marche-arrêt » et un cadran de numérotation.

Il est relié à l'autocommutateur par quatre fils, soit : deux fils pour la modulation et deux fils pour la commande.

Tous les points d'écoute n'ont pas droit à toutes les modulations. Ils ont été groupés en trois catégories, A, B, C, et on a formé quatre catégories de sources de modulation qui sont :

1 — les programmes principaux métropolitains,

2 — les studios artistiques,

3 — les studios du journal parlé,

4 — les autres sources.

Les points d'écoute A ont droit aux sources 1-2-3-4, les B, aux sources 1-2 et les C, aux sources 1-3.

5.1. Exploitation des points d'écoute

Le titulaire du point d'écoute appuie sur le bouton « marche » Cette manœuvre allume l'amplificateur, et signale le point d'écoute en fonctionnement sur le pupitre central du C.D.M. Une modulation d'invitation à numéroter est alors reçue dans le haut-parleur.

L'utilisateur forme au cadran le numéro à deux chiffres de la source désirée, mais il n'est connecté à celle-ci que si elle est en état de marche et s'il y a droit. Sinon, il reçoit dans le haut-parleur le signal de faute.

Pour arrêter l'écoute, l'opérateur appuie sur le bouton « arrêt » qui déconnecte le point d'écoute, et éteint l'amplificateur. Cet arrêt se produit également quand la source, ayant terminé son émission, éteint son amplificateur.

D'autre part, le pupitre central, qui a le contrôle de fonctionnement de tous les points d'écoute peut, lui aussi, en appuyant sur les boutons individuels de libération de ceux-ci, les déconnecter des sources un à un, ou tous à la fois en appuyant sur le bouton général de libération.

It has a capacity of 82 sources, which can be extended to 100 and 176 listening points.

Each listening point includes :

— 1 loudspeaker and transistor amplifier,

— 2 push buttons, « start » and « stop »,

— 1 telephone dial.

It is connected to the switching equipment by 4 wires, that is to say 2 wires for the programme signal and 2 wires for the control.

All the listening points have not all the broadcast programmes available to them. They have been grouped into 3 catagories, A, B and C, and there are 4 categories for the programme sorces which are :

1st the principal domestic programmes,
2nd the artistic programme studios,
3rd the news studios,
4th the other sources.

Category A listening points have source 1-2-3-4 available, categorie B, sources 1 and 2 available, categorie C, sources 1 and 3 available.

5.1. The operation of listening points (loudspeaker units)

The user of a listening point depresses the « start » button. This operation switches on the amplifier and indicates the listening point as being in operation on the central CDM desk.

A dialling tone is heard from the loudspeaker.

The user dials a number of two digits representing the desired source but he is connected to it only if it is working and if he is entitled to it. Otherwise, he receives from the loudspeaker the fault signal.

To stop listening, the user depresses the « Stop » button, which disconnects the listening point and switches off the amplifier.

This listening stop also occurs when the source, having finished its transmission, switches off its amplifier.

On the other hand, the central desk which monitors the functioning of all the user listening points, can itself, also by depressing on the individual buttons related to these, disconnect them from the sources, either one by one or all at once by depressing on the general disconnection button.

R. CARLIER

Ingénieur en Chef à l'Alcatel

Chief Engineer, Alcatel,

(Sté Alsacienne de Constructions Atomiques de Télécommunications et d'Electronique)

Installation générale basse fréquence

Introduction

Les précédents articles qui ont exposé les problèmes de l'exploitation et décrit le matériel d'équipement basse-fréquence des studios de la Maison de l'ORTF ont fait apparaître la grande diversité des moyens que les Services Techniques devaient mettre à la disposition des producteurs d'émissions et des responsables des programmes.

Pour des raisons évidentes d'économie, il était impératif de réaliser ces « moyens » divers avec un nombre de types de matériels aussi réduit que possible.

D'autre part, pour diminuer les délais de mise en service des studios, il fallait que l'installation puisse être poussée aussi loin que possible en l'absence des meubles techniques, qui ne peuvent être mis en place que lorsque les autres travaux sont terminés.

A la standardisation des pupitres de prise de son et des armoires d'alimentation, décrite par ailleurs, correspond une standardisation des schémas de modulation favorable au pré-câblage des locaux.

Mais les circuits de signalisation et de retour d'écoute qui sont liés à la disposition des locaux et au nombre de studios et cabines annexés au studio principal (cas des salles publiques par exemple) présentent des particularités différentes pour des studios de même type.

Ces circuits de signalisation ayant leur origine dans le pupitre de prise de son, on voit qu'il était impossible de séparer la conception des meubles contenant les organes de celle du câblage des studios. Aussi, l'étude industrielle de ces meubles a-t-elle été confiée à la Société ALCATEL chargée de l'installation générale, dont les techniciens, aidés par l'expérience acquise au cours des nombreuses installations réalisées par elle depuis 15 ans dans les Centres de PARIS, de province et d'Outre-mer, ont abouti à la standardisation qui leur était demandée en établissant les éléments du « jeu de construction » que constitue le matériel d'exploitation des Studios de la Maison de l'ORTF.

Outre les studios, ALCATEL a effectué l'étude des cabines de programmes et collaboré à celle du pupitre de commande du Centre Distributeur des Modulations (C.D.M.).

Ces installations, surtout celle du C.D.M. sont sans doute plus spectaculaires que celles des studios. Elles présentent cependant un caractère d'originalité beaucoup moins accentué si l'on met à part le système de commutation proprement dit qui fait l'objet d'un autre article.

Nous nous étendrons donc surtout sur les installations des studios et nous décrirons plus brièvement celles des cabines de programmes et du C.D.M.

1. Les studios

Tous les organes de commande qui permettent la transmission successive ou simultanée des modulations issues des différentes « sources » dont dispose l'opérateur, le réglage de leur niveau

General audio-frequency installation

Introduction

Previous articles explaining the user requirements and the audio-frequency equipment in the studios of Broadcasting House will have indicated the great diversity of facilities which the technical services must provide for the programme producers and the directors.

For obvious economic reasons it was necessary to provide these various facilities with as few different types of apparatus as was possible.

On the other hand, in order to lessen the delay in bringing studios into service, it was necessary that the installation should be taken as far as possible in the absence of some technical fixtures which could not be put into position until the other work in the building was finished.

In association with the standardisation of audio control consoles and power supply cabinets described elsewhere, there has been a standardisation of signal distribution circuits allowing the pre-wiring of the areas.

But the control circuits and the talkback circuits which are governed by the arrangement of the areas and the number of studios and adjoining principal studio cubicles (in the instance of the audience studios, for example) do pose some special needs wnich differ for studios of the same type.

Because these control circuits have their origin in the audio control console, it was not possible to separate the design of such units from those of the wiring for the studios. The commercial development of these units was made the responsibility of the ALCATEL COMPANY, whose technicians, supported by the experience of many installations designed by this company over 15 years in Paris, provincial centres and overseas, arrived at the standardisation necessary in setting up the elements of the construction sequence required by the operational equipment of the studios at Broadcasting House.

In addition to the studios, ALCATEL undertook the development of the programme continuity suites and collaborated over the control desk of the C.D.M. (Main Dispatching Centre).

These installations, and above all that of the C.D.M., are, no doubt, much more spectacular than those of the studios. They become less strikingly novel, however, if one sets aside the switching system itself, which is the concern of another paper.

We shall deal therefore more fully with the installations in the studios and we shall describe more briefly those of the programme continuity and of C.D.M.

1. The studios

All the ingredients which make possible the simultaneous or successive transmission of signals coming from different sources under the control of an operator, the regulation of their level

et son contrôle, ainsi que les corrections éventuelles, acoustiques et électroniques sont concentrés sur le pupitre de prise de son qui est véritablement le « cœur » du studio.

Dans un autre meuble dit armoire d'alimentation se trouvent les organes non réglables sur lesquels les interventions ne sont pas normales en cours d'émission.

Le schéma de principe des câblages d'un studio montre que cette armoire sert d'écran entre le pupitre de prise de son et tous les circuits extérieurs à la cabine de prise de son (fig. 1).

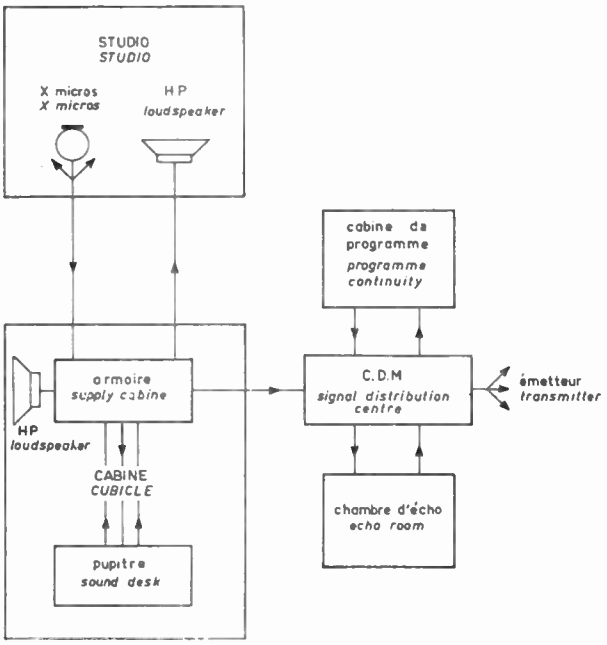


FIG. 1. — Schéma de principe des câblages d'un studio.
— Functional diagram for the wiring of a studio.

Ces circuits extérieurs caractérisent le « studio n° X » avec la disposition particulière de ses « sources » autres que les lecteurs. Entre l'armoire et le pupitre, le câblage à réaliser caractérise le type de studio auquel appartient le studio n° X.

On voit déjà que cette disposition favorise une certaine standardisation des câblages des cabines de prise de son puisque le nombre de types de studio est inférieure à celui des studios. Les services techniques de l'ORTF avaient défini 26 notices d'installation (N.D.I.) différentes correspondant chacune à un type de studio et utilisables pour 1 à 6 studios.

Ils avaient également défini 5 types de pupitres de prise de son devant permettre de réaliser ces 26 schémas. Un premier travail de recherche des fonctions identiques permettant d'utiliser un même groupe de liaisons dans plusieurs schémas avait donc été effectué lorsque l'étude des plans d'installation a commencé.

Bien entendu, les schémas de modulation correspondant aux N.D.I. ont dû être complétés par les schémas de signalisation et de retour d'écoute. Les similitudes existant entre les circuits de modulation de deux types de studios ne se sont pas toujours retrouvées pour les autres circuits. D'autre part, des modifications destinées à augmenter la souplesse d'exploitation sont intervenues en cours d'étude.

Un travail considérable, effectué en collaboration constante avec les services techniques de l'ORTF, a donc été nécessaire pour définir tous les éléments qui concourent à la réalisation de l'installation basse-fréquence, tout en s'efforçant d'en réduire le nombre.

1.1. Pupitres de prise de son

Nous ne parlerons ici que des 68 pupitres type *A* qui équipent

and their general control, as well as the acoustic and electronic adjustment, all of these are centred on the audio control console which is the heart of the studio.

In another unit, called the supply cabinet, are the fixed units on which any action is unusual during the course of a transmission.

The functional diagram for the wiring of the studio shows that this cabinet operates as a junction between the audio control console and all the circuits external to the sound control cubicle (fig. 1).

These external circuits are characteristic of « studio N° X » with its own particular arrangement of sources other than reproducing equipment. Between the cabinet and the console the wiring to be provided is characteristic of the type of studio to which studio N° X belongs.

It may be seen that this arrangement leads to a degree of standardisation of cabling within the sound control cubicles because the number of types of studio is less than the number of studios. The technical services of ORTF have listed 26 different « Notices d'Installation » (N.D.I.), each corresponding to one type of studio and applicable in up to 6 studios.

They also define 5 types of audio control console arising from requirements for the operation of these 26 types. A preliminary analysis grouping identical functions and making possible the use of particular groups of connections in various schematics was undertaken as soon as the studio and the installation plans began.

The programme circuits corresponding to the N.D.I. had to be accompanied by control circuits and talkback circuits. The similarities which exist between the programme circuits in two types of studio are not always found in the other circuits. On the other hand, modifications designed to improve the flexibility of use in these arrangements did arise in the course of the investigation.

A substantial amount of work carried out in constant collaboration with the technical services of ORTF was necessary to examine all the elements which come together in the design of the audio frequency installation, and was accompanied by a constant effort to reduce the number.

1.1. Audio control console

We shall discuss here only the 68 type A consoles which are used in the following sound control cubicles :

— Principal studios,
— Auxiliary studios associated with the concert halls,
— Distribution studios,
— Shortwave cubicles.

Consoles type B and C, which are smaller and fewer, are used in recording cubicles or in association with type A consoles in some studios.

The 68 consoles have an identical metal shell. These carry only the cable cleats, the connection blocks and the plug-in connections, which are the same for all the consoles.

The wiring schematics are of 5 different types :

— 43 of type A1
— 10 of type A2
— 11 of type A3
— 2 of type A4
— 2 of type A5

The plug-in are principally the input mixer amplifiers (Me) and the intermediate mixers (Mi), of which 936 have been provided.

les cabines de prise de son suivantes :

— Studios principaux,
— Studios annexes aux grandes salles,
— Studios de diffusion,
— Cabine de programme ondes-courtes.

Des pupitres type B et C, plus petits et en petit nombre, équipent les cabines d'enregistrement ou complètent les pupitres type A de certains studios.

Les 68 pupitres ont une tolerie identique. Ils ne comportent aucun autre élément que des peignes de câblage, des réglettes de raccordement et des réglettes d'enfichage dont la disposition est la même pour tous les pupitres.

Les schémas de câblage sont de cinq types différents :

— 43 câblages type A 1
— 10 câblages type A 2
— 11 câblages type A 3
— 2 câblages type A 4
— 2 câblages type A 5

Les organes enfichables sont d'abord les amplificateurs de Mélange d'entrée (Me) et de Mélange intermédiaire (Mi), réalisés en 936 exemplaires.

Ce sont ensuite les blocs suivants :

— B 1 pour le brassage des entrées d'ampli Me,
— B 2 pour le brassage des sorties d'ampli Me, des entrées Mi et des correcteurs,
— B 3 pour le brassage des sorties d'amplis Mi,
— B 4 pour la commande des enregistrements internes.

On voit que ces blocs B permettent, à partir d'un câblage de pupitre, de réaliser un schéma de studio particulier. On peut dire qu'ils font partie du câblage propre au studio, au même titre que les câbles entre armoire et pupitre.

Il y a donc, à quelques exceptions près, autant de blocs B 1, B 2, B 3, B 4 que de N.D.I. A noter toutefois que le bloc B 4 n'existe pas dans les studios où il n'est pas prévu d'enregistrement interne.

Les blocs C sont les blocs de contrôle permettant à l'opérateur de surveiller la modulation, soit en local, soit en retour d'écoute. Il en est de 12 types, dont quatre sont réalisés respectivement en 8, 11, 12 et 17 exemplaires.

Pour les blocs A1 qui assurent les commutations des circuits duplex et multiplex, la standardisation est encore plus grande puisque, sur 11 types, deux sont réalisés chacun en 24 exemplaires.

La signalisation, tant pour les commandes manuelles et les voyants que pour le brassage des commandes asservies, est assurée par les blocs S dont il existe 9 types dont deux réalisés en 11 et 37 exemplaires.

1.2. Les armoires d'alimentation

Elles contiennent les organes suivants :

— Alimentations du microphone,
— Préamplificateurs microphoniques,
— Alimentations des amplis de mélange,
— Amplificateurs de ligne,
— Amplificateurs d'ordre,
— Caisson d'insertion téléphonique,
— Caisson d'indicatif multivoix,
— Panneau de blocs à douilles permettant le brassage des sources et celui des départs (affectation des sources aux entrées du pupitre et des lignes de départ à ses sorties).

There are then the following blocks :

— B1 associated with the input of the Me amplifiers,

— B2 associated with the outputs of the Me amplifiers, the inputs of the Mi amplifiers and the equalisers,

— B3 associated with the outputs of the Mi amplifiers,

— B4 for setting up internal recordings.

These blocks B, in association with the wiring of the console, make it possible to set up a particular studio arrangement. It can be said that they are part of the wiring in the studio in the same way as the wiring between the cabinet and the console.

There are therefore, with a few exceptions, just about as many B1, B2, B3 and B4 blocks as N.D.I. It should be noted, however, that the B4 block does not exist in studios where internal recording is not intended.

Blocks C are monitor blocks allowing the operator to monitor the signal either locally or on the audio feedback circuit. These are 12 types, of which 4 have been provided in numbers of 8, 11, 12 and 17.

For the A1 blocks which look after the switching of duplex and multiplex circuits standardisation is even more advanced because among 11 types two of them have each been made 24 times.

The signalling circuits for manual and visual controls, as well as remote controls, are dealt with by S blocks of which there are 9 kinds, two having been made in numbers of 11 and 37.

1.2. Supply cabinets

These contain the following units :

— Microphone supplies
— Microphone pre-amplifiers
— Power supplies for mixer amplifiers
— Line amplifiers
— Monitor amplifiers
— Telephonic insertion units
— Multiway interval signal units
— Panel of sockets for the setting up of sources and destinations (associated with the console inputs and the output to lines).

Despite these great variety of functions, it has been sufficient to design only 7 types of cabinet. 34 examples have been made of one, and 11 each of two others.

1.3. The manufacturing approach

It can be seen that despite the great variety of circuits which have to be dealt with it has been possible to a very considerable extent to make a proper industrial approach to the manufacture of these equipments.

Standardisation is almost complete for the shells of different types of units and blocks. It is less highly developed for the equipment and the wiring but it is necessary to remember that two blocks which differ only by the existence or absence of a single connection have been regarded as distinct.

It is certain that the considerable study which was put into obtaining this result has been substantially rewarded by the manufacturing economies which have resulted.

Malgré ces fonctions très nombreuses, il a été possible de ne réaliser que 7 types d'armoires dont un existe en 34 exemplaires et deux en 11 exemplaires.

1.3. Industrialisation des fabrications

On voit que, malgré la grande diversité des circuits à réaliser, il a été possible de pousser à un degré élevé le caractère industriel de la fabrication de ces matériels.

La standardisation est presque totale pour les toleries des différents types de meubles et de blocs. Elle est moins poussée pour les équipements et les câblages, mais il faut tenir compte qu'on a considéré comme distincts deux blocs qui ne diffèrent que par l'existence ou l'absence d'une seule liaison.

Il est certain que l'importance de l'étude qui a permis d'aboutir à ce résultat a été largement compensée par les économies de fabrication qui en ont résulté.

1.4. Les cablages entre meubles

Nous avons vu précédemment qu'à chaque type de studio correspondait un plan de câblage entre pupitre et armoire. Il en résulte que 26 jeux de plans différents ont dû être établis, pour permettre aux équipes d'installation de réaliser les raccordements. Mais le travail d'installation a été grandement facilité par la conception des meubles. Il comprend deux étapes :

— le passage des câbles et la constitution des peignes au voisinage des réglettes de raccordement.

— la finition des extrémités de câbles et le soudage sur les réglettes,

Les pupitres de prise de son sont constitués par un cadre de cornières supportant le pupitre proprement dit et habillés de panneaux extérieurs amovibles. Sur tous les pupitres les emplacements des réglettes correspondant aux mêmes circuits sont les mêmes.

Il en est de même pour les armoires, constituées par un cadre recevant des organes enfichables, et équipées de réglettes aux affectations standardisées.

De ce fait, une fois définis les emplacements des meubles et la composition du groupe de câbles, les équipes d'installation ont pu effectuer la mise en place des câbles avant que les meubles ne soient eux-mêmes mis en place.

De même, la finition des peignes a pu être effectuée dès que les cadres métalliques ont été placés, la position des réglettes par rapport à ces cadres étant parfaitement définie et conforme.

Seul le soudage était lié à la mise en place des pupitres, et cette grande indépendance entre les câblages et les livraisons du matériel était de nature à accélérer le rythme de mise en service des studios.

Ces dispositions ont permis de réaliser les câblages de cabines de prise de son en fonction des seuls impératifs de la construction et de la décoration de ces locaux et d'assurer ainsi un rythme de travail régulier au personnel des équipes d'installations.

1.5. Cablages des sources des départs et des circuits annexes

Le raccordement aux armoires d'alimentation des prises micros, du pupitre de speaker, des coffrets de signalisation, des lignes de départ vers le C.D.M., etc. a évidemment relevé de la technique du borne à borne dans laquelle la configuration des lieux joue le rôle principal.

Le fait que tous ces câbles aboutissent en général à l'armoire d'alimentation a tout de même été un facteur d'uniformité et a simplifié considérablement l'établissement des plans de câblage général de chaque studio.

Il n'en reste pas moins que, pour chaque studio, il a fallu établir les schémas de principe, d'exécution du câblage et de

1.4. Cabling between assemblies

We saw previously that each type of studio has a corresponding wiring schematic between the console and the cabinet. The result of this is that 26 combinations of different plans had to be set up in order to enable the installation crews to make the connections.

The work of installation, however, was greatly assisted by the design of the assemblies. There are two steps. Firstly, the insertion of the wires and the dressing of the wiring run in the neighbourhood of the connection blocks. Secondly, the finishing of the ends of the cables and the welding of them on to the connecting strip.

The audio control consoles are made up of a framework of members supporting the console surface and clothed by removable external panels. On all the consoles the disposition of the connecting strip corresponding to the same circuits are the same.

The same applies to the cabinets, which are made up by a framework accepting the plug-in items and have connecting-blocks arranged in a standard manner.

As a result, once the place where the console were going to be had been determined, together with the make-up of the cabling, the installation crews could put the cables in position before the units themselves were there.

In the same way the finishing off of the cable forms could proceed as soon as the metal framework was in position because the position and arrangement of the terminal blocks in relation to these frameworks was standard and uniform.

Only the welding itself had to wait for the putting into place of the console. This very substantial independence between the wiring and the delivery of equipment was such as to speed up the pace of bringing the studios into service.

These arrangements made it possible to organise the cabling of the sound cubicles in relation to the pace of building work and decoration in these areas, so that a regular flow of work could be arranged for the installation crews.

1.5. Source and destination wiring and auxiliary circuits

Connections to the supply cabinet from the microphone sockets, the loudspeaker unit, control boxes, output circuits to the C.D.M. etc. were obviously a matter of point to point wiring governed largely by the layout of the room.

The fact that all these cables in general terminated at the supply cabinet was a factor lending uniformity and considerable simplicity to the setting up of wiring plans for each studio.

It was still necessary, however, to design wiring diagrams for each studio covering the programme and monitor circuits and the audio talkback, and this was a substantial amount of work.

2. National programme continuities

The 6 programme continuities associated with the national transmitter network are provided, as in the studio sound control cubicles, with a console and a supply cabinet.

The design principles are the same as for the studios and since the arrangement is the same for all 6 cubicles, the design of the wiring both for the units and the rooms did not present any particular problem.

3. Main Dispatching Centre (CDM)

The Main Dispatching Centre (C.D.M.) is a complicated assembly where the principal part is played by the automatic switching system for sources and destinations.

raccordement pour les circuits de modulation, de signalisation et de retour d'écoute et que cela a représenté un travail extrêmement important.

2. Cabines de programmes métropolitains

Les 6 cabines de programme affectées au réseau d'émetteurs métropolitain sont équipées, comme les cabines de prise de son des studios, d'un pupitre et d'une armoire d'alimentation.

Les principes de réalisation sont les mêmes que pour les studios et comme le schéma est le même pour les 6 cabines, la réalisation du câblage, tant des meubles que des locaux, n'a posé aucun problème particulier.

3. Centre distributeur des modulations

Le C.D.M. est un ensemble complexe où le principal rôle est tenu par le système automatique de commutation des sources et des départs.

Les 5 pupitres qui l'équipent, comprennent des organes de coupure, de contrôle et d'intervention.

Compte tenu du très grand nombre de circuits, le câblage de ces meubles et des locaux a nécessité un travail considérable. Mais ce travail n'était que la répétition, en beaucoup plus grand, de travaux semblables exécutés antérieurement pour d'autres centres.

Chacun des 5 pupitres, en raison de son affectation à des circuits particuliers, ne peut être que différent des autres. Et si les toleries ont été conçues de façon que les 5 meubles accolés, forment un ensemble harmonieux, les câblages sont forcément différents.

Leur conception n'a donc pas donné lieu, comme celle des pupitres de prise de son, à des recherches de standardisation et nous ne pensons pas qu'il soit intéressant de décrire la partie câblage de ces installations. Nous pouvons seulement donner une idée de leur importance en énumérant les équipements du C.D.M., en plus des 5 pupitres :

— 1 baie pour 42 correcteurs fixes,

— 1 baie pour 18 correcteurs fixes et 16 variables,

— 1 baie pour 28 correcteurs variables,

— 1 baie pour 14 amplificateurs de puissance,

— 18 baies pour 28 amplificateurs de types divers,

— 2 baies de mesure basse-fréquence,

— 1 baie de mesure des lignes,

— 1 répartiteur intermédiaire à 16 travées double face équipé de 320 réglettes à 24, 48 ou 72 paires de broches.

4. Conclusions

Le grand nombre de studios que comporte la Maison de l'ORTF de Paris et la variété des types d'émissions qui doivent pouvoir y être produits posaient aux techniciens le problème de la diversité dans la standardisation, cette dernière étant imposée par les nécessités économiques.

Les solutions originales données à ce problème ont permis d'industrialiser de façon importante la fabrication des meubles tandis que les câblages « sur le site » eux-mêmes bénéficiaient de la standardisation géométrique des points de raccordements permettant une préparation très poussée du câblage en l'absence des meubles à raccorder.

Le résultat est que l'ORTF dispose de studios conçus pour

The 5 consoles forming part of it include cutting, monitoring and intervention components.

Having regard to the very large number of circuits, the wiring of these units and of the rooms was a considerable task. However, this work was no more than repetition, on a much larger scale, of similar work already previously carried out in other places.

Each of the 5 consoles, as a result of its association with particular circuits, was bound to be different from the others. Although the shells were constructed in such a way that when they were put side by side the 5 units formed a harmonious group, the wiring work was widely different.

Their organisation was not therefore the subject, as in the sound control consoles, of any attempt at standardisation and we doubt whether it would be useful to describe the wiring part of this installation. We will only give an idea of its magnitude by listing the equipment of the C.D.M. in addition to the 5 consoles :

— 1 bay of 42 fixed equalisers

— 1 bay of 18 fixed and 16 variable equalisers

— 1 bay of 28 variable equalisers

— 1 bay of 14 power amplifiers

— 18 bays for 28 amplifiers of various types

— 2 bays for low frequency measurement

— 1 bay for line measurement

— 1 intermediate distributor with 16 double-sided areas equipped with 320 termination panels having 24, 48 or 72 pairs of terminals.

4. Conclusions

The large number of studios which make up Broadcasting House in Paris and the many kinds of transmissions which must be produced there do give the technicians the problem of finding diversity within standardisation, standardisation being imposed by economic necessity.

The novel solutions found for this problem allowed a valuable industrial approach to operate in the manufacture of the assemblies. The on-site wiring benefited from this and from the geometrical standardisation of connection arrangements which allowed a very advanced preparation of wiring in the absence of units to connect up to.

The result is that the ORTF now has available studios which are organised for a predetermined usage but which can be modified later to other uses as a result of the system of interchangeable blocks.

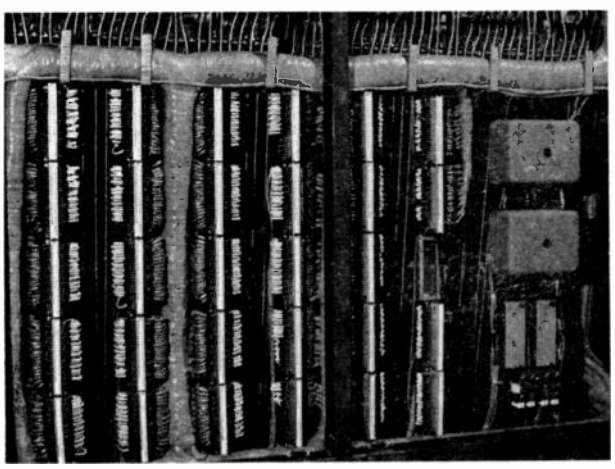


FIG. 2. — Réglettes de raccordement d'un des 5 pupitres du C.D.M.
— Terminal blocks of one of the 5 consoles of the C.D.M.

un usage déterminé mais dont l'affectation à d'autres usages sera possible ultérieurement, grâce aux système des blocs permutables.

Ajoutons que l'installation des studios, des cabines de programme, et du C.D.M. a exigé environ 160 000 heures de travail et plus de 5 000 longueurs de câbles représentant en tout plus de 100 km dont 10 % ont été utilisés pour le C.D.M. (fig. 2).

Dans les studios, la liaison des prises microphoniques aux armoires d'alimentation a exigé à elle seule 17 km de câbles.

Ces chiffres, qui ne concernent que les circuits de modulation et de signalisation font bien sentir que c'est seulement grâce aux solutions techniques adoptées que l'installation a pu être menée à bien dans les délais souhaités, compte-tenu des plannings de fabrication des matériels et d'achèvement des locaux.

Let us add that the installation of the studios, the programme cubicles and the C.D.M. required about 160,000 hours of work and more than 5,000 lengths of cable representing overall more than 100 km in length, of which 10 % were used for the C.D.M. (fig. 2).

In the studios the connections between microphone sockets and the supply cabinet absorbed 17 km of cables.

These figures, which are concerned only with programme circuits and control circuits, will indicate that it is only because of the technical solutions adopted that the installation has been successfully carried out in a reasonable time when allowance is made also for the planning and manufacture of the equipment and the completion of the working areas.

G. COUSIN
Ingénieur à la Société Artistique Française
Engineer Société Artistique Française

Equipements auxiliaires

Les équipements auxiliaires de la Maison de la Radio de Paris groupent 56 installations et fournitures différentes réparties dans les locaux techniques des Cellules de Montage, des Ateliers de Copie, des Studios et des Grandes Salles de la Maison de l'ORTF.

Ces installations ont été définies dans 13 spécifications techniques précisant les fonctions, les performances et la limite de la fourniture.

La Société Artistique Française (S.A.F.) a été retenue pour la fourniture et les travaux d'installation des « Equipements Auxiliaires ».

Une collaboration fructueuse avec les représentants de l'ORTF a permis de mener à bien cette réalisation.

Les composants utilisés furent choisis avec un souci commun d'avoir un matériel de haute qualité et une uniformité dans la présentation.

Les fournitures faites au titre des « Equipements Auxiliaires » comprennent :

10 cellules de montage, d'enregistrement et de lecture stéréophonique
6 cellules phonothèques stéréophoniques
12 cellules de montage
1 cellule de report
1 auditorium stéréophonique
2 ateliers de copie monophoniques sur bande magnétique
1 atelier de copie stéréophonique sur bande magnétique
1 atelier de copie sur disques
1 cellule de lecture des enregistrements rares

Auxiliary equipment

The auxiliary equipment in Broadcasting House includes 56 installations and different arrangements distributed over the technical areas of the editing cubicles, the copying workshops and the studios and concert halls of Broadcasting House.

These installations have been defined in 13 technical specifications which lay down the functions, performances and extent.

The Société Artistique Française (S.A.F.) was charged with the provision and the installation of the auxiliary equipment.

Collaboration with the representatives of ORTF has led to a good result.

The components of the installation were chosen with care to produce equipment of good quality and matched appearance.

Provisions made under the heading of auxiliary equipment include :

10 cubicles for dubbing, recording and stereophonic replay,
6 cubicles for stereophonic recordings,
12 editing cubicles,
1 checking cubicle,
1 stereophonic auditorium,
2 copying workshops for tape monophony,
1 copying workshop for tape stereophony,
1 copying workshop for disks
1 playback cubicle for unusual recordings
6 echo chamber equipments,
4 sound reinforcement equipments for the concert halls,
4 6-direction multiplex,

1 atelier de rénovation des enregistrements rares

6 équipements de chambre d'écho

4 équipements de sonorisation des grandes salles

4 multiplex à 6 directions

2 consoles pour le centre de distribution de modulation

4 chariots correcteurs.

L'installation de ces matériels a été effectuée en collaboration avec les Services d'Exploitation et le Service des Etudes permettant ainsi une parfaite adaptation. Les essais et les mesures étant menés de concert, le service de contrôle a pu prononcer la réception définitive du matériel sans refaire les mesures.

1. Les cellules de montage de lecture et d'enregistrement

Ces cellules sont composées de :

— 1 console de prise de son (fig. 1)

— 2 magnétophones stéréophoniques

— 1 machine de lecture de disques stéréophonique

— 1 meuble d'écoute « voie droite »

— 1 meuble d'écoute « voie gauche »

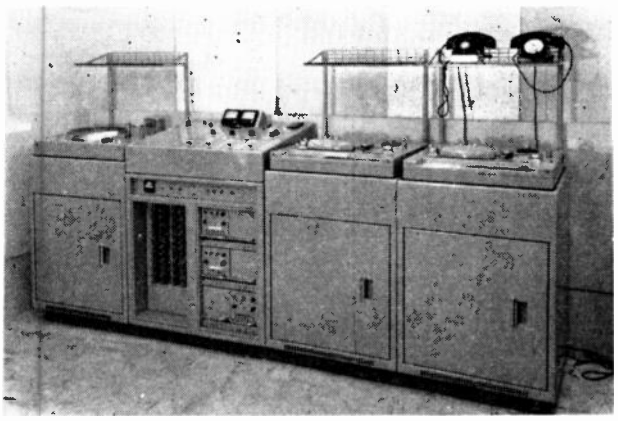


FIG. 1. — Equipement d'une cellule de montage de lecture et d'enregistrement.

— Equipment of a cubicle for dubbing, replay and recording.

1.1. Utilisation

Ces cellules permettent :

a) L'enregistrement sur la bande magnétique d'une modulation provenant d'un studio ou d'une autre cellule passant en transit par le Centre Distributeur de Modulation (C.D.M.)

b) La lecture d'une bande magnétique ou d'un disque pour une écoute locale avec ou sans raccordement de la sortie de console sur le C.D.M.

c) Le montage des bandes magnétiques par utilisation de modulations provenant de la machine de lecture de disques, de l'autre magnétophone ou du C.D.M.

Dans ces installations, seule la console de prise de son faisait partie de la fourniture, les magnétophones, la machine de lecture et les meubles d'écoute étaient fournis par l'ORTF.

1.2. Etude mécanique de la console

Les consoles utilisées dans ces installations se composent d'un meuble support et d'un pupitre ouvrant, elles répondent à une spécification bien définie.

2 consoles for the Main Dispatching Centre,

4 equaliser trolleys.

The installation of this equipment was carried out in collaboration with the Operational Services and the Research Department so that the best arrangement could be achieved. Trials and measurements were conducted in concert.

Those checking the equipment have been able to accept it without repeating the measurements.

1. Cubicles for editing, playback and recording

These cubicles are made up of :

— 1 sound control desk (fig. 1)

— 2 stereophonic tape machines

— 1 playback machine for stereophonic disks

— 1 playback loudspeaker unit for the right-hand stereophonic channel

— 1 playback loudspeaker unit for the left-hand stereophonic channel

1.1. Application

These cubicles provide for :

a) The recording on a magnetic tape of a signal coming from a studio or from another cubicle passing through the Main Dispatching Centre (C.D.M.).

b) The playback of a magnetic tape or a disk for local listening with or without connection to the C.D.M.

c) The editing and dubbing of magnetic tapes using signals coming from the disk playback machine, the other tape machine, or the C.D.M.

In these installations only the sound control desk was supplied, the tape machines, the playback machine and the loudspeaker units being provided by ORTF.

1.2. Mechanical design of the desk

The consoles used in these installations are made up of a supporting structure and an opening desk and they meet a closely-defined specification.

In the auxiliary equipment there are 34 desks of the same type using the same components and distinguished only by differences in the electrical equipment.

The design of the mechanical portion led us to resolve a certain number of problems, among others that of the range over which the desks should open.

It must be possible to open the console in order to carry out maintenance work on the intermediate panel. Because of the weight of the desk and the position of the operator the devices used must provide rigidity in all circumstances. The type adopted is developed from a self-locking opening device used in the motor-car industry.

1.3. Development of signal circuits

The design requirements having been laid down in the specification, the development of the signal circuits was concentrated on the cabling and the connections.

Because of the low level of crosstalk required by the specification, the run of the signal wiring had to be considered to avoid bringing cables of very different levels into proximity with one another.

The arrangement of the inputs and outputs on the connecting blocks has been chosen in consultation with the services involved

On retrouve dans la réalisation des Equipements Auxiliaires, 34 consoles du même type, utilisant les mêmes éléments, seul l'équipement électrique les différentie.

L'étude de la partie mécanique nous a amené à résoudre un certain nombre de problèmes, entr'autres celui des compas d'ouverture des pupitres.

Ces appareils doivent permettre d'ouvrir les pupitres des consoles pour effectuer les travaux de maintenance sur la platine intermédiaire. En raison du poids du pupitre et de la position de l'opérateur, ils doivent présenter une robustesse à toute épreuve. Le type adopté dérive d'un modèle de compas à enclenchement automatique utilisé dans l'industrie automobile.

1.3. Etude des circuits de modulation

Les principes de réalisation ayant été définis dans la spécification, l'étude des circuits de modulation a porté sur le câblage et les raccordements.

En raison du faible recul de diaphonie imposé par les spécifications générales, le parcours des câbles de modulation a été étudié en évitant le voisinage de câbles de niveaux très différents.

La disposition des arrivées et des départs sur les réglettes de raccordement a été choisie, en accord avec les services intéressés, pour avoir une similitude avec les réglettes du C.D.M. De ce fait la recherche de circuit se trouve facilitée et la maintenance est plus rapide.

2. Les ateliers de copie

Les Ateliers de Copie de la Maison de la Radio sont au nombre de quatre. Chaque atelier est équipé de :

— 1 console de prise de son permettant le réglage et la diffusion des modulations (fig. 2),

— 2 magnétophones de lecture,

— 1 série de magnétophones d'enregistrement au nombre de 8 ou 10,

— 1 baie de contrôle équipée de 8 ou 10 comparateurs.

2.1. Utilisation

Chaque atelier a la possibilité de prendre trois positions suivant les besoins de l'exploitation : diffusion locale, diffusion générale ou enregistrement sans diffusion

2.1.1. *Diffusion Locale*

La modulation provenant des machines de lecture ou du Centre Distributeur de Modulation arrive à la console de prise de son.

Le signal est amené à un niveau convenable que l'on contrôle au vumètre et à l'écoute. Un sélecteur à poussoirs permet de l'aiguiller sur une ligne de distribution locale où se raccordent les magnétophones d'enregistrement. Une série de sélecteurs permet la mise en œuvre d'une ou plusieurs machines choisies d'avance.

Dès que la sélection est faite, il suffit d'enfoncer le bouton « Diffusion Locale » et l'enregistrement est prêt à démarrer.

2.1.2. *Diffusion Générale*

La sortie de la console est connectée sur les lignes de distribution locale et sur les lignes d'interconnexion, permettant ainsi la copie d'une bande par les machines de plusieurs ateliers.

Lorsque le pupitre de l'atelier pilote a pris une ligne d'interconnexion, un système de sécurité interdit aux pupitres des autres ateliers de diffuser sur cette ligne.

so as to be similar to the C.D.M. termination blocks. This aids the tracing of a circuit and makes maintenance speedier.

2. The copying workshops

There are 4 Broadcasting House copying workshops. Each workshop is equipped with :

— 1 sound pickup desk for the control and distribution of signals (fig. 2),

— 2 tape playback machines,

— 1 bank of tape recording machines numbering 8 or 10,

— 1 monitoring bay equipped with 8 or 10 comparison devices.

FIG. 2. — Vue d'ensemble d'un atelier de copie. Au premier plan les dix magnétophones d'enregistrement, au second plan la console de prise de son et les deux magnétophones de lecture.

— View of the arrangement of a copying workshop. In the foreground the 10 tape recorders ; further back the sound control desk and the two tape replay machines.

2.1. Application

Each workshop can operate in three conditions according to need : they are local distribution, general distribution or recording without distribution.

2.1.1. *Local distribution*

The signal coming from the replay machines or from the C.D.M. arrives at the sound control desk.

It is adjusted to a convenient level, monitored by a VU meter and by ear. A push button selector transfers it to a local distribution circuit to which the tape recording machines are connected. Selectors allow for the setting up of one or more machines as chosen in advance.

As soon as the selection is made, it is sufficient to push the « local distribution » button and the recording is ready to start.

2.1.2. *General distribution*

The output of the console is connected to the local distribution circuits and to the interconnection lines so permitting the copying of a tape by the machines of other workshops.

When the desk in the controlling workshop has taken over an interconnection circuit an interlock system prevents the desks of other workshops putting signals on to that line.

In this condition, when all the workshops are in operation, 28 copies of a single recording can be made.

Cette position permet, dans le cas d'une utilisation de tous les ateliers, de reproduire 28 copies d'un seul enregistrement.

2.1.3. *Enregistrement sans diffusion*

Dans ce cas, les magnétophones enregistrent la modulation reçue sur une ligne d'interconnexion.

L'atelier devient satellite de l'atelier pilote, le pupitre local est inutilisé et les télécommandes se font à partir du pupitre pilote.

La baie de contrôle est prévue pour loger les comparateurs. Ces appareils seront raccordés sur la sortie contrôle des machines d'enregistrement et sur la ligne de distribution locale. Ils signalent, par comparaison des niveaux, les défauts qui pourraient éventuellement apparaître sur les copies, évitant une lecture individuelle longue et fastidieuse.

2.2. Etude mécanique

Les consoles utilisées pour les Ateliers de Copie ont bénéficié de l'étude générale des meubles supports et des pupitres pour les cellules de montage. De ce fait, l'étude s'est résumée à la disposition des équipements et des réglettes de raccordement sur la platine intermédaire. En raison de la grande quantité de câbles à raccorder, certaines précautions ont été prises pour faciliter leur passage.

2.3. Etude des circuits de modulation

Pour éviter l'induction des ondes parasites provoquées par l'extra-courant de rupture sur les bobines de relais, des précautions spéciales ont été prises dans la disposition du câblage et la répartition des points de raccordement sur réglettes.

3. Les multiplex à 6 directions

Le multiplex à 6 directions utilisé dans les équipements de la Maison de la Radio est réalisé en meuble mobile destiné a être placé dans les cabines de prise de son ou des régies afin d'étendre les possibilités de ces cabines à l'exploitation en multiplex.

Le raccordement à l'installation se fait par câble souple et prises à contacts multiples.

L'équipement de cette console comporte (fig. 3) :

— 6 atténuateurs groupés
— 6 amplificateurs d'arrivée
— 5 amplificateurs de départ
— 1 chaîne de test avec sélecteur
— 1 poste téléphonique .

3.1. Utilisation

Le meuble multiplex permet d'obtenir des liaisons multilatérales dans un ensemble de cabine de prise de son, ces liaisons étant occasionnelles, il a été prévu mobile et d'un raccordement facile.

La chaîne d'ordres et l'amplificateur de test permettent d'établir et de contrôler les liaisons avant l'insertion dans le circuit de modulation.

3.2. Principe des circuits

L'ensemble multiplex comporte six circuits d'entrée au niveau de + 12 dB. A leur arrivée, ces circuits traversent les translateurs et aboutissent à un atténuateur groupé.

La sortie de chaque atténuateur groupé alimente l'entrée d'un amplificateur de ligne d'arrivée dont la sortie est raccordée sur une des entrées du mélangeur.

2.1.3. *Recording without distribution*

In this condition the tape machines record the signal received from an interconnection line.

The workshop becomes a satellite of the pilot workshop. The local desk is out of use and remote control operates from the pilot desk.

The monitoring bay carries the comparators. These equipments are connected to the monitoring output of the recording machines and to the local distribution line. By comparison of levels, they call attention to faults which can occasionally occur on copies, so avoiding long and tedious individual playback.

2.2. Mechanical design

The consoles used for the copying workshops have benefited from the general study of units and desks for dubbing cubicles. For this reason development was concentrated on the arrangement of the units and of the connection blocks on the intermediate panel. Because of the large number of wires to be connected certain precautions have been taken to house them.

2.3. Design of signal circuits

To avoid the induction of unwanted interference caused by the switching surge on the relay coils special precautions have been taken in the arrangement of the wiring and the disposition of the connection points on the termination blocks.

3. The 6-direction multiplex

The 6-direction multiplex used in the Broadcasting House installations is designed in a mobile desk which can be taken to sound control cubicles or control areas to extend the availability of these cubicles for use in multiplex.

The connection to the installation is made by a flexible cable and multiple socket.

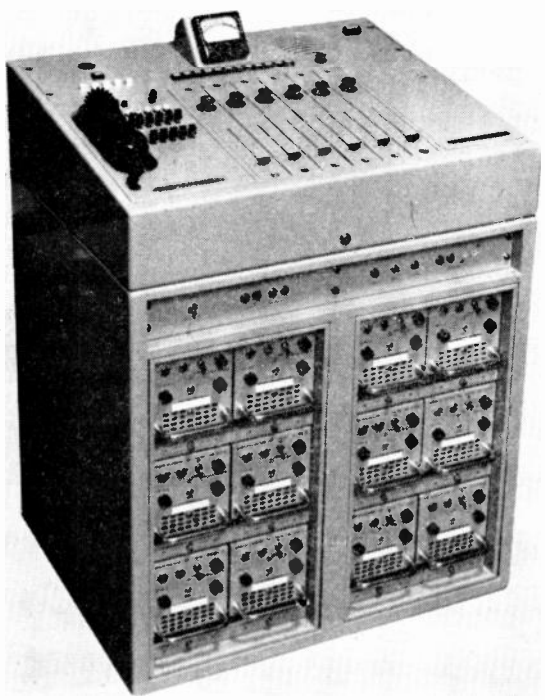


Fig. 3. — Meuble mobile du mélangeur multiplex à six directions
— Mobile 6-way multiplex mixer.

Cet appareil effectue le mélange des « arrivées correspondants » et le mélange des « retours d'écoute ».

Les cinq « arrivées correspondants » alimentent également le mélangeur « retour d'écoute » qui comporte six arrivées et cinq circuits de sortie au niveau— 22 dB. Sur chacune de ces sorties, chaque correspondant reçoit les modulations à l'exception de la sienne.

Cette modulation est distribuée au niveau + 12 dB par l'intermédiaire d'un amplificateur de ligne de départ.

Sur chaque entrée du mélangeur, un relais, commandé par le contact de fin de course de l'atténuateur groupé correspondant, assure le court-circuit de la voie quand l'atténuateur est fermé.

3.3. Le mélangeur

Dans une liaison faisant appel au multiplex, la performance la plus difficile à obtenir est l'affaiblissement de diaphonie de chaque correspondant. Il est indispensable que la modulation issue d'un correspondant ne revienne pas dans sa chaîne d'écoute, car cela provoquerait un accrochage acoustique rendant toute communication impossible. Un soin tout particulier doit donc être apporté à la réalisation du mélangeur.

Nous avons représenté figure 4 le schéma d'un mélangeur à 4 voies, pour la clarté du texte.

La modulation du « Correspondant 1 » issue de l'amplificateur E_1 alimente, à travers les résistances R_1 R_2 R_3, les entrées des amplificateurs de sortie S_2 S_3 S_4 dont les entrées sont shuntées par r_2 r_3 r_4.

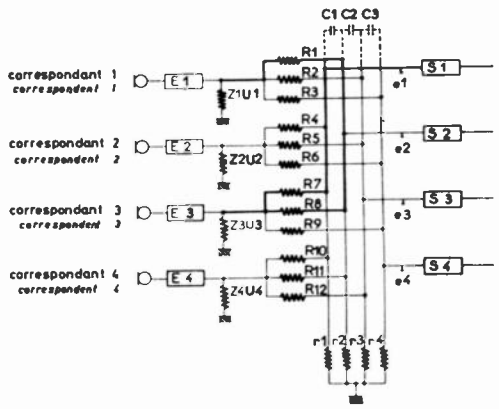


Fig. 4. — Mélangeurs à quatre voies.

— 4-way mixers.

Le rapport de ces résistances donne « l'affaiblissement du mélangeur »

$$\frac{e_2}{U_1} = \frac{r_2}{R_1 + r_2}$$

Aux bornes d'entrée de l'amplificateur de sortie S_1, la tension recueillie devrait être nulle, mais si on examine le parcours R_1 R_8 R_7 shunté par r_2 r_1 et z_3 (en trait gras sur la figure 4), nous constatons qu'une faible partie du signal arrive à S_1. Le développement de ce circuit est schématisé figure 5.

Le rapport de ce signal « e'_1 » au signal d'entrée U_1 s'appelle « affaiblissement de diaphonie ». Il est égal à :

$$\frac{e'_1}{U_1} = \frac{r_2\ z_3\ r_1}{(R_1 + r_2)\ (R_8 + z_3)\ (R_7 + r_1)}$$

The equipment of this console includes (fig. 3) :

— 6 grouped attenuators
— 6 input amplifiers
— 5 output amplifiers
— 1 test chain with selector
— 1 telephone instrument

3.1. Application

The multiplex device makes it possible to obtain multiway circuits from a sound control cubicle. These requirements being intermittent, the device has been made mobile and adapted for ready connection.

The control chain and the test amplifier make it possible to set up and to monitor the connections before they are coupled into the programme circuit.

3.2. Circuit principle

The multiplex assembly includes 6 input circuits at a level of +12 dB. On arrival these circuits pass through translators and reach a grouped attenuator.

The output of each grouped attenuator feeds the input of an incoming line amplifier whose output is connected on to one of the inputs of the mixer.

That equipment achieves the mixing of the incoming correspondents and the mixing of the audio feedback.

The five incoming correspondents also feed the audio feedback mixer which has 6 inputs and 5 outputs at a level of —22 dB. From these outputs each correspondent receives the signals with the exception of his own.

This signal is distributed at a level of +12 dB by way of an outgoingline amplifier.

On each mixer input a relay, controlled by the terminal contact of the corresponding grouped attenuator, ensures the short circuiting of the channel when the attenuator is closed.

3.3. The mixer

In a connection using multiplex the most difficult thing to obtain is the attenuation of crosstalk from each correspondent.

It is necessary that the modulation coming from a correspondent should not get back on to his own listening circuit because that would produce an acoustic build-up making all communication impossible. Particular care has therefore been taken in the design of the mixer.

Figure 1 shows the layout of a mixer having 4 channels, for clarity of presentation.

The signal from correspondent N° 1 coming from the amplifier E_1 feeds, through resistances R_1, R_2, R_3, the inputs of the output amplifiers S_2, S_3, S_4 whose inputs are shunted by r_2, r_3, r_4.

The ratio of these resistances gives the attenuation of the mixer.

$$\frac{e_2}{U_1} = \frac{r_2}{R_1 + r_2}$$

At the output terminals of the output amplifier S_1, the voltage received should be zero but if one examines the path $R_1 R_8 R_7$ shunted by r_2 r_1 and z_3 (the thick line in fig. 4) it will be noted that a small part of the signal reaches S_1. The development of this circuit is set out in figure 5.

The ratio of this signal e'_1 to the output signal U_1 is called the « cross-talk attenuation ». It is equal to :

$$\frac{e'_1}{U_1} = \frac{r_2 z_3 r_1}{(R_1 + r_2)\ (R_8 + z_3)\ (R_7 + r_1)}$$

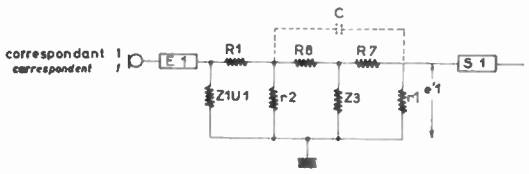


FIG. 5. — Développement du circuit de diaphonie.
— Development of the cross-talk circuit.

L'affaiblissement de diaphonie, en dB, est égal à

$$A = 20 \log \frac{e'_1}{U_1} .$$

Pour un fonctionnement normal on doit obtenir $A \geqslant 125$ dB.

Toutes les résistances R_1 à R_{12} et r_1 à r_4 ayant des points communs présenteront, si aucune précaution n'est prise, des capacités parasites C_1 C_2, etc. Ces capacités venant en parallèle sur les cellules R_8-z_3 et R'-r_1 modifieront dans un sens défavorable l'affaiblissement de diaphonie A aux fréquences élevées (15 kHz). Nous avons déterminé que, pour une capacité C_1 de 5 pF, la valeur de A passe de 125 dB à 85 dB, à 15 kHz.

Pour cette raison, les résistances R_1 à R_{12} doivent être logées dans des alvéoles supprimant toute capacité parasite. Ces alvéoles sont composés d'éléments juxtaposables assemblés par tiges filetées et séparés par des entretoises (fig. 6). Ce système a l'avantage de laisser accessibles les résistances de mélange permettant un pré-câblage. Après assemblage, l'interconnexion ainsi que le raccordement se font très facilement.

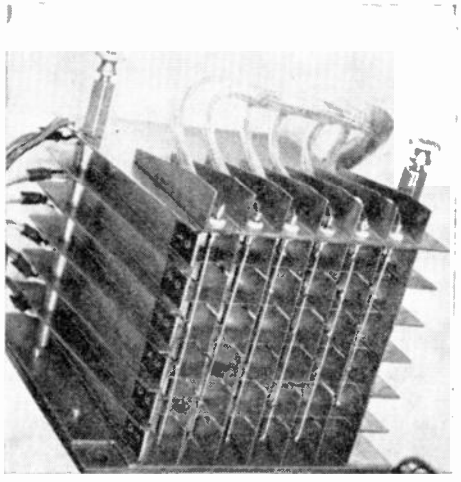


FIG. 6. — Mélangeur du multiplex alvéoles assemblés.
— Cellular assembly in the multiplex mixer.

4. Les chambres d'écho

L'équipement de la Maison de la Radio comporte six chambres d'écho situées au sous-sol dans des locaux spécialement aménagés. Chaque chambre d'écho est composée d'une salle réverbérante dont les parois ont été spécialement traitées et d'un local recevant la console et les équipements.

Les salles réverbérantes sont de grandes dimensions et leur équipement est prévu pour fonctionner indifféremment en monophonie et en stéréophonie, elles comportent deux microphones et deux haut-parleurs. La console est équipée de deux chaînes microphoniques et de deux amplificateurs de puissance (fig. 7).

The cross-talk attenuation in dB is equal to :

$$A = 20 \log \frac{e'_1}{U_1} .$$

For normal operation one must obtain $A \geqslant 125$ dB.

All resistances R_1 to R_{12} and r_1 to r_4 having common points provide, if no precautions are taken, unwanted capacities C_1 C_2, etc. These capacities being in parallel on $R_8 = z_3$ and R_7—r_1 will produce an unwanted change in the cross-talk attenuation A at high frequencies (15 kc/s). We have discovered that for a capacity C_1 of 5 pF the value of A changes from 125 dB to 85 dB at 15 kc/s.

For this reason the resistances R_1 to R_{12} must be placed in screens suppressing all unwanted capacity. These screens are composed of elements assembled by threaded pins and separated by cross pieces (fig. 6). This system has the advantage of leaving access to the mixing resistances so allowing pre-wiring. After assembly interconnection and the connecting up are easy.

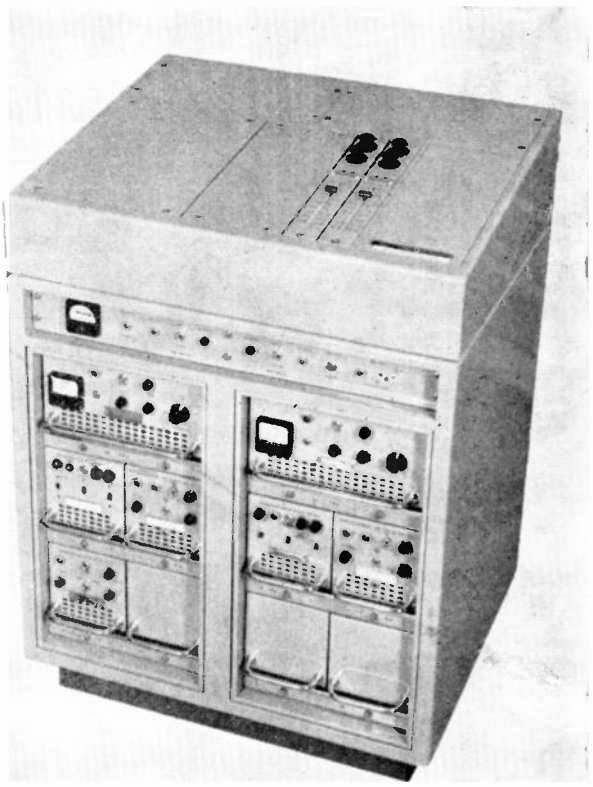


FIG. 7. — Console pour équipement de chambre d'écho.
— Equipment unit for echo chamber.

4. Echo chambers

The equipment of Broadcasting House includes six echo chambers in the basement in specially prepared rooms. Each echo chamber is a reverberant room, the walls, ceiling and floor of which have been specially treated, with an area housing the console and the apparatus.

The reverberant rooms are of large size and their equipmer is intended to operate either in monophony or stereophony. They include two microphones and two loudspeakers. The desk is equipped with two microphone chains and two power amplifiers (fig. 7).

4.1. UTILISATION

Ces équipements sont reliés au Centre Distributeur de Modulation qui dispose également de la télécommande d'allumage permettant à l'opérateur de mettre en service un groupe d'amplificateurs ou les deux groupes suivant l'utilisation en monophonie ou en stéréophonie.

Dès qu'un « preneur de son » désire utiliser un effet de réverbération dans une modulation, l'opérateur du C.D.M. le raccorde par la manœuvre d'un clavier, aux équipements d'une chambre d'écho. Le point d'insertion dans la chaîne est sélectionné par la manœuvre d'un clavier. Un correcteur variable inséré dans le canal réverbéré permet de modifier l'effet recherché.

4.1. APPLICATION

These equipments are connected to the C.D.M. which also has remote control of powering, allowing the operator to bring into operation a single group of amplifiers or both groups, according to whether monophony or stereophony is required.

When a sound operator wishes to use an echo effect on a signal, the C.D.M. operator gives him an echo chamber by the operation of a set of keys.

The point of insertion in the chain is chosen by the operation of a keyboard.

A variable equaliser in the echo channel allows the effect required to be modified.

M. ROULEAU et M. BOURGUIGNON

Ingénieurs à la Compagnie Industrielle des Télécommunications (C.I.T.)

Engineers Compagnie Industrielle des Télécommunications

Pupitres pour consoles de prise de son

1. Introduction

Les pupitres des consoles de prise de son ont posé aux techniciens de l'ORTF et de la CIT des problèmes de conception, d'exécution et de contrôle, pour permettre l'industrialisation de leur fabrication.

Ces problèmes ont été mis en évidence surtout par le nombre important d'appareils à exécuter pour équiper les studios de la Maison de la Radio de Paris. Il n'était pas pensable, en effet, de réaliser 70 pupitres en 25 versions différentes, afin que chaque type corresponde exactement à une utilisation bien définie par des impératifs d'exploitation.

Les délais et les prix qui auraient découlé d'une telle exécution auraient été, sans aucun doute, exagérés.

Les recherches ont donc été orientées vers la conception d'un nombre réduit de types de pupitres dont les équipements et les câblages devraient permettre leur utilisation dans le plus grand nombre possible de cas d'exploitation. La solution idéale aurait été, évidemment, de pouvoir réduire ce nombre à un seul type, mais cette solution, très séduisante de par son principe, s'est avérée en fait impossible à réaliser pour des raisons que nous allons décrire par la suite. Il a fallu se contenter d'un résultat plus modeste et adopter cinq types d'appareils.

2. Rôle du pupitre en exploitation

Pour bien situer le problème et mettre en évidence les difficultés qui étaient à surmonter, il est utile d'expliquer succinctement le rôle joué par le pupitre dans l'exploitation d'un studio.

Desks for sound control

1. Introduction

The desks of the sound pick-up consoles presented problems of design, execution and checking which had to be dealt with by the technicians of ORTF and the CIT in order to make the manufacture of these units industrially practicable.

It was not thinkable to make 75 desks in 25 different versions in order that each type should correspond exactly to a use separately defined by the conditions of use. The time consumption and cost of such an operation would have been too great.

Consideration was therefore turned towards the development of a reduced number of types of desk where the equipment and the wiring would be such as to make them useful in the largest possible number of operational instances. This led to the adoption of five different types.

2. The place of the desk in the operation

To understand the problem, it is useful to explain briefly the role played by the desk in the use of the studio.

Each studio and the sound control cubicle associated with it forms an individual self-controlled unit whose method of use and corresponding equipment are separately defined and detailed.

The signal coming from the different sources available to that unit, the microphone, the tape machines etc. is amplified, monitored, adjusted and mixed in the sound control cubicle before being dispatched on the line to the programme continuity.

Chaque studio et la cabine de prise de son qui lui est rattachée forment une cellule homogène et autonome dont le mode d'exploitation et l'équipement correspondant sont parfaitement définis et particularisés.

La modulation, en provenance des différentes sources dont dispose cette cellule : microphones, magnétophones, etc., est amplifiée, contrôlée et, éventuellement, corrigée et mélangée directement par la cabine de prise de son, tout au long de la chaîne basse fréquence, avant d'être aiguillée sur les lignes de la cabine de programme.

C'est sur le pupitre de la console que tous les organes de commande ont été centralisés. C'est vers lui également que convergent obligatoirement toutes les lignes d'alimentation des machines de lecture et d'enregistrement. Le schéma théorique des circuits de modulation de la figure 4 (Equipements électroacoustiques, article de M. BRION), précise la position du pupitre dans la chaîne basse fréquence.

Le pupitre est donc un élément rendu complexe par le nombre important d'organes qu'il comprend, plus de cent boutons de commande et voyants, des appareils de mesures, un répartiteur d'insertion, etc. et par l'importance du câblage résultant de l'interconnexion de ces organes.

L'étude entreprise a porté sur quatre points principaux :

— conception mécanique du pupitre proprement dit,
— normalisation des schémas,
— réalisation des câblages,
— méthodes de contrôle.

2.1. ETUDE MÉCANIQUE

Au point de vue mécanique, les cotes dimensionnelles de l'ossature étant imposées par celles du meuble support dans lequel le pupitre est encastré, c'est donc principalement sur l'aménagement des équipements que les spécialistes se sont penchés.

Comme nous l'avons dit précédemment, l'équipement d'un pupitre est fonction de son utilisation. Cet équipement est donc variable dans les différents types.

Pour équiper une ossature standard d'organes variables en nombre et en nature, sans modifications mécaniques ni électriques, le principe qui a été retenu est celui des blocs amovibles et interchangeables.

En conséquence, la partie supérieure de l'ossature a été sur toute sa surface, alvéolée au module des amplificateurs de mélange (57,5 mm).

Le principe de l'alvéolage, ainsi que la constitution de la platine supérieure du pupitre sont représentés sur la figure 1.

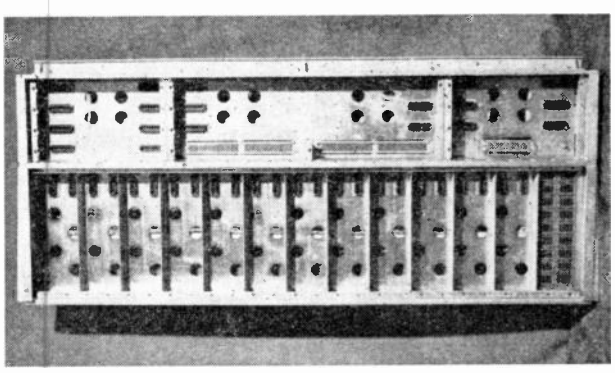


FIG. 1. — Alvéolage du pupitre de prise de son.

Aspect du pupitre avant la mise en place des caissons d'amplificateurs.

All the controls are centralised on the console desk. Towards this converge all the lines from the playback and recording machines. The theoretical arrangement of signal circuits illustrating the position of the desk in the low frequency chain is shown in figure 4 (article by M. BRION, « Electroacoustic equipment »).

The desk is an unit which is complicated by the large number of devices which it includes (more than 100 control switches and lamps, measuring equipment, insertion distributor, etc.) and also by the complexity of the wiring resulting from the interconnection of these devices.

The study which was undertaken bore on 4 principal points :

— the mechanical conception of the desk itself,
— the standardisation of circuits,
— the carrying out of wiring,
— methods of checking.

2.1. MECHANICAL STUDY

From the mechanical point of view the dimensional limits of the framework are set by those of the supporting structure in which the desk must be housed. It is therefore principally on the arrangement of the apparatus that the specialists turned their attention.

As mentioned earlier, the equipment of a desk is a function of its use and is variable from one type to another. In order to equip standard frameworks with units which are variable in nature and number, without mechanical or electrical modifications, the principle which has been used is that of adjustable and interchangeable units.

The upper part of the framework has therefore been formed into cells with a module equivalent to the mixing amplifiers (57.5 mm).

The cellular principle and the constitution of the upper panel of the desk are represented on figure 1.

As may be seen, no device has been permanently fixed on the desk. All have been assembled, according to their function, in units to the module of the mixing amplifiers and can be placed in the cells of the desk with their front panels next to one another forming a working surface. The units have a plug system at the back for their electrical connections.

In the back part of the desk and on the back face are the connection blocks for wiring up. The connection sockets for the playback machines are distributed on the side surfaces (fig. 4).

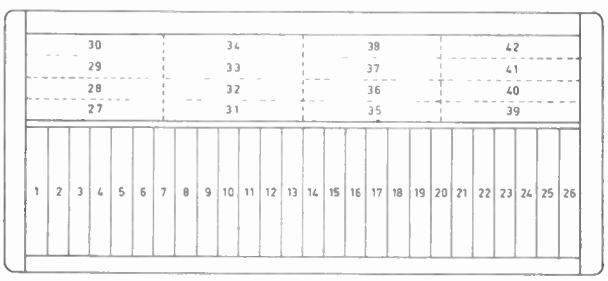


FIG. 1. — Detail of the cellular construction to the module of the amplifier containers.

Détail de cet alvéolage, au module des caissons d'amplificateurs.

Comme on peut le constater, aucun organe n'a été fixé à demeure sur la platine. Tous ont été rassemblés, suivant leur fonction, dans des blocs, réalisés également au module des amplificateurs de mélange, qui viennent se placer dans les alvéoles du pupitre, leurs faces avant juxtaposées formant un plan de travail. Ces blocs possèdent à la partie arrière un système d'enfichage pour leur raccordement électrique.

A la partie inférieure du pupitre et sur la face arrière, ont été placées les réglettes de raccordement à l'installation. Les prises de raccordement aux machines de lecture ont été disposées sur les faces latérales (fig. 3).

Cette conception a permis une réalisation mécanique identique pour tous les pupitres, avec toutefois une variante qui concerne uniquement l'emplacement et le nombre de prises du répartiteur d'insertion placé en bas et à droite sur la figure 1.

2.2. Normalisation des schémas

Les schémas des liaisons de chaque « cellule » (studio - cabine de prise de son), correspondant aux différents cas d'exploitation tels qu'ils sont prévus et décrits dans les articles précédents (salles publiques, radio-TV, tête de programme, métropolitain, variétés, informations, programmes OC, etc.), ont tout d'abord été regroupés dans un seul schéma correspondant à un studio-type dénommé studio « O ».

La réalisation d'un pupitre découlant de ce schéma a été envisagée, mais n'a pu être retenue, étant donné l'impossibilité de placer sur ce pupitre tous les organes qu'il aurait dû comporter et, également, parce qu'il en serait résulté un équipement superflu dans un trop grand nombre de cas.

Les cas d'exploitation à caractères particuliers, tels que ceux des grandes salles publiques dans lesquelles les équipements sont en plus grand nombre, ont alors été classés à part. Il a été ainsi possible, par une classification un peu plus large, de regrouper en trois types tous les autres schémas. Dans cette solution, chaque schéma type a été établi avec la capacité maximale des circuits, étant entendu qu'une certaine partie de ces circuits peut, dans certains cas, ne pas être utilisées, par exemple : dans l'exploitation en « monophonie » d'un pupitre câblé en « stéréophonie », la moitié seulement des circuits de modulation est utilisée.

La répartition dans ces trois types de schémas des pupitres correspondants a été la suivante :

45 pupitres, modèle n° I
12 pupitres, modèle n° II
10 pupitres, modèle n° III

Restait le problème des grandes salles. Celui-ci a été résolu de la façon suivante : de chacun des schémas de ces salles ont été extraits tous les circuits communs existant déjà dans l'un des trois schémas type. Le solde des circuits, qui n'avaient pu ainsi être incorporés, a été groupé dans deux schémas spéciaux qui ont conduit à l'exécution de deux modèles de pupitres réalisés en deux exemplaires chacun :

deux pupitres, modèle n° IV
deux pupitres, modèle n° V

L'équipement des grandes salles a donc été réalisé en associant des pupitres-types à des pupitres spéciaux.

A titre d'exemple, la salle publique de 12 000 m³ comprend :

un pupitre, modèle n° I (musicien),
un pupitre, modèle n° II (principal),
un pupitre, modèle n° III (programmes étrangers).

This arrangement has made possible a mechanically identical design for all the desks with only a single variant concerning the placing and the number of insertion distributors at the bottom and right of figure 1.

2.2. Standardization of circuits

The circuits for the connections within each unit (studio to sound control cubicle), corresponding to the different kinds of use required as described in preceding articles (audience studios, radio-television, domestic, variety, news, shortwave programmes etc.) were first regrouped in a single diagram corresponding to a basic studio type called studio « 0 ».

A design of a desk to serve this scheme could not be used, given the impossibility of finding room for all the units which it would have to carry and noting also that there would be a superfluity of equipment in too large a number of cases.

Instances having very specialised requirements, such as those of the audience studios, in which the equipments are very numerous, were set apart. It was then possible to group all the other schemes into three types. Within that solution, each desk plan has been worked out for the maximum circuit requirement, it being recognised that some of these circuits may not be used. For example, in the monophony application of a desk wired for stereophony only half the signal circuits are used.

The division of desks among these three circuit types has gone as follows :

45 desks, model N° I
12 desks, model N° II
10 desks, model N° III

The problem of the audience studios has been dealt with in a special manner. From each of the circuit plans for these studios have been extracted all the common circuits already available in one of the three basic schemes. The remainder has been grouped into two special schemes, resulting in two models of desk design in two examples each :

2 desks, model N° IV
2 desks, model N° V

The instance of the audience studios has therefore been dealt with by associating basic desks with special desks. By way of example, the 12,000 cubic metre audience studio contains :

1 desk, model N° I (music)
1 desk, model N° II (principal)
1 desk, model N° III (foreign programmes)

This arrangement also meets an operational requirement because the functions of sound control are broken down in this special case between several people (two or three) who would not be able to operate together in front of a single desk.

Starting with this standardisation of schemes, it then remained to define the different types of units among which the apparatus would be distributed, the equipment of these units being of different kinds in terms according to the required operation.

The study of standardisation in these units, which has been the subject of a preceding article, will not be discussed here, but it may be remarked that special problems arose over the number of connections required, notably in the setting-up units (blocks B_1, B_2 on the drawing) through which pass many circuits making necessary plug-in arrangements having up to 245 contacts.

Cette disposition répond par ailleurs à une nécessité d'exploitation, par le fait que les fonctions du « preneur de son » sont réparties, dans ce cas précise, ntre plusieurs personnes (2 ou 3) qui ne pourraient normalement opérer de concert devant un seul pupitre.

Partant de cette normalisation des schémas, il restait à définir les différents types de blocs dans lesquels seraient répartis les organes de contrôle, ces types de blocs étant variables en équipement suivant l'exploitation désirée.

Nous ne parlerons pas de l'étude de normalisation de ces blocs qui a fait l'objet d'un article précédent, mais disons, toutefois, que des problèmes particuliers ont été posés par le nombre de points de raccordement de certains blocs, notamment les blocs de « brassage » (blocs B_1 - B_2 sur la figure).

Ces blocs, par où transitent les circuits, nécessitent des enfichages ayant jusqu'à 245 contacts.

Outre les problèmes mécaniques posés par ces enfichages, la position très rapprochée de leurs contacts (5 mm) a nécessité un choix judicieux dans l'affectation de leurs contacts, afin d'éviter des phénomènes de couplages entre circuits. Cette étude d'aboutissement des circuits a dû être étendue à toutes les réglettes, enfichages, prises, etc., étant donné les risques qu'aurait comporté la présence, sur des broches voisines, de circuits dont les niveaux de travail présentaient des écarts importants.

2.3. Réalisation des câblages

Les trois schémas-type et les deux schémas spéciaux des grandes salles étant définis, le choix d'un mode d'exécution des câblages restait à faire. Ce choix devait tenir compte de l'imposition d'une réalisation en série, du nombre important de liaisons à effectuer (1 500 environ) et également des espaces réduits restant disponibles entre les organes pour le passage des connexions.

Après avoir examiné ce problème sous ses différents aspects, c'est en définitive le principe du câblage par « peignes », couramment employé dans les appareils électroniques et en téléphonie, qui a été retenu.

Pour les lecteurs qui ne sont pas familiarisés avec cette expression, rappelons qu'en terme de métier les « peignes » sont des éléments de câblage ou des câblages complets, préfabriqués où tous les fils sont groupés et ficelés en forme de torons. L'exécution des « peignes » est effectuée à l'aide de « planches à câbles » sur lesquelles les organes sont représentés en plan aux emplacements qu'ils occupent sur l'appareil à câbler. Lorsque certains organes sont normalement fixés sur des parois ou des supports quelconques situés dans un plan différent, ceux-ci sont représentés déployés.

Chaque point d'aboutissement d'une connexion est matérialisé par une tige fixée dans la planche. Préalablement défini en fonction des points à desservir, des emplacements disponibles et des conditions d'induction à respecter, le tracé du chemin que doit emprunter le câble est également jalonné de tiges destinées à maintenir les fils en place pendant l'exécution du câblage.

Chacune des connexions est mise en place en enroulant les extrémités du fil sur les deux tiges représentant les points à relier, le fil empruntant le parcours prévu. L'ensemble est ensuite ficelé sur toute sa longueur formant un « toron », puis les extrémités des connexions sont coupées à longueur et dénudées. Le « peigne » ainsi préparé est enrubanné et mis en forme.

La figure 2 représente un peigne sur table.

A la mise en place du « peigne », chaque extrémité de connexion se trouve en regard du point sur lequel elle doit être raccordée, simplifiant ainsi les opérations de soudage qui peuvent être d'une exécution rapide.

La réalisation de tels câblages nécessite, en général, une préparation assez longue pour établir les plans de représentation,

In addition to the mechanical problems set by this plug-in requirement, the closeness of the contacts (5 mm) made necessary a careful choice of the arrangements in order to avoid coupling between circuits. This study had to be extended to all the connection blocks, plugs, sockets, etc. because of the risks involved in the proximity of neighbouring pins in circuits of widely differing working levels.

2.3. Design of wiring

The three basic schemes and the two special schemes for the large studios having been settled, the choice of a method for carrying out the wiring in bulk still had to be made. It was necessary to take into account the large number of connections (about 1500) and the small gaps between the units for the passage of the wires.

After examining this problem in its different aspects, the cabling forming method currently used in electronic equipment and telephone wiring has been used.

For readers who are not familiar with this method, this kind of prefabricated cable form is where all the wires are grouped and tied in the form of cores. The form is made on cable desks where the units are represented in plan in the position that they will occupy on the apparatus which is to be wired. When certain devices are on the panels or supported at a different level, these are represented built out.

Each point where a connection comes out is indicated by a pin fixed in the bench. The run of the route which the cable must follow is also indicated by pins designed to hold the wires in place during the making of the cable form. On this run are also indicated the function of the points to be served, and significant layout and induction precautions to be observed.

Each of the connections is held in place by winding the ends of the wire on two pins representing the points to be connected, the wire following the indicated route. The bundle of wires is finally laced along its length, making a form, then the ends of the connections are cut to length and stripped. The cable form made in this way is then bound up and bent into shape (fig. 2).

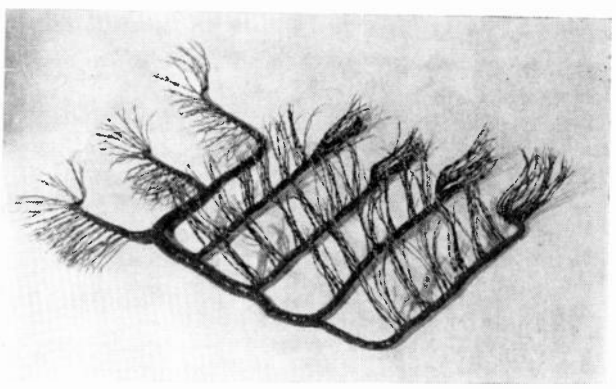


Fig. 2. — Un peigne sur table.
— Cable form.

When the cable form is put into place. each end of the connection is in the right place in relation to the point at which it must be connected. This simplifies the operation of soldering which is rapidly carried out.

The making of such cabling is in general a fairly lengthy process. In addition, when it is a matter, as in the present instance, of signal circuits for which special electrical requirements

les gammes de fabrication, les notices d'exécution, etc. De plus, lorsqu'il s'agit, comme dans le cas présent, de circuits de modulation pour lesquels des conditions électriques particulières sont imposées, une étude technique est également nécessaire pour déterminer les types de câbles à utiliser, la position des fils par rapport aux organes, les possibilités de groupement des circuits, etc.

La sélection des circuits qui a été adoptée, en vue d'une classification dans chacun des schémas-type, a été établie en tenant compte de la nature de ces circuits : Modulation, Signalisation, etc. et également en fonction de leur niveau de travail, soit :

1° circuits « Modulation » de —40 à —35 dB
2° » » de —30 à —22 dB
3° » » de —20 à +12 dB
4° » « Signalisation » et « Télécommande »
5° » « Alimentation »

Tous les circuits ont ainsi été groupés suivant cette classification en cinq peignes distincts. Les trois « peignes » « Modulation » qui aboutissent tous trois sur les mêmes connecteurs ont été ensuite enrubannés ensemble pour former le « peigne général modulation ».

Pour éviter les courants de circulation et les « boucles », les « écrans » des trois peignes, isolés les uns des autres, ont été ramenés séparément sur la borne commune « Masse » du châssis.

Le câblage d'un pupitre a ainsi été composé de :

un peigne « Modulation »
un peigne « Signalisation »
un peigne « Alimentation »

Pour éviter les risques d'induction parasite, le câble « modulation » a été éloigné le plus possible des deux autres peignes.

De même, pour respecter les conditions de diaphonie imposées, plus de 100 dB de 40 à 15 000 Hz entre circuits de modulation, ces circuits ont été câblés en paires symétriques, sous écran non isolé, chacun des deux conducteurs étant repéré d'une couleur différente, afin de respecter, dans le câblage, la relation de phase tout au long de la « chaîne BF », cette condition étant indispensable à l'exploitation en « STÉRÉOPHONIE ». La figure 3 donne la position des trois peignes et des différents organes composant un pupitre.

3. Méthodes de contrôle

Nous avons exposé dans ce qui précède comment la conception industrielle des pupitres a conduit à la réalisation d'éléments distincts câblés séparément. Ces différents éléments peuvent être classés en trois catégories :

1° *Les blocs enfichables.* Ces blocs comprennent des sous-ensembles tels qu'amplificateurs, organes de commande, etc. dont la fonction limitée ne nécessite qu'un schéma et un câblage relativement simples. Ils sont reliés aux bâtis par des connecteurs à 20 points.

2° *Les blocs de brassage.* Ces blocs, dont le câblage assure la liaison entre les sous-ensembles suivant un ordre établi, sont reliés aux pupitres par des connecteurs enfichables présentant jusqu'à 245 points.

3° *Les bâtis.* Ils portent le câblage qui relie les différents connecteurs, soit entre eux, soit avec les réglettes de raccordement aux circuits extérieurs.

Les sous-ensembles, en raison de la simplification obtenue par leurs fonctions limitées, sont vérifiés et réglés individuellement selon les procédés usuels.

Il en est de même pour les blocs de brassage.

Le contrôle des bâtis consiste à vérifier la continuité de liaisons dont le nombre peut atteindre 1 500. Les procédés usuels sont,

are laid down, a technical study is necessary to decide on the types of wiring to be used, the position of wires in relation to the units and the possibilities of grouping the circuits.

The grouping of circuits which has been adopted, to allow classification within each of the basic schemes, and taking into account the nature of these circuits and also their working levels, is :

1st signal circuits from —40 to —35 dB
2nd signal circuits from —30 to —22 dB
3rd signal circuits from —20 to +12 dB
4th signalling and remote control circuits
5th supply circuits

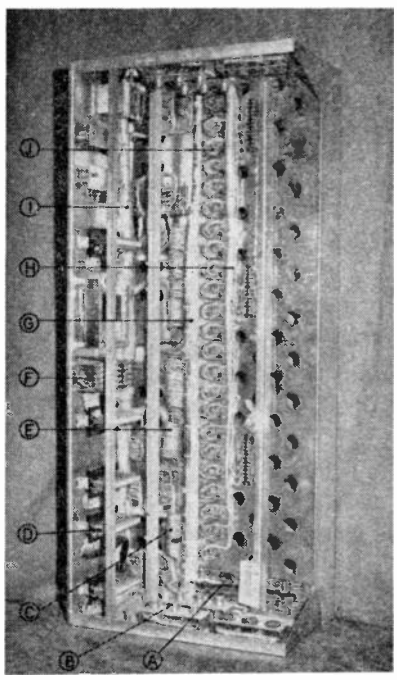


FIG. 3.

répartiteur d'insertion - A - insertion distributor
prises de raccordement aux machines de lecture - B - connection sockets for replay machines
enfichage 100 contacts - C - plug : 100 contacts
réglettes de raccordement à l'installation - D - installation connection blocks
enfichage 245 contacts - E - plug : 245 contacts
fusibles - F - fuses
câble « Modulation » - G - programme signal form
câble « Alimentation » - H - supply form
câble « Signalisation » - I - signalling form
enfichage 20 contacts - J - plug : 20 contacts

All the connections have therefore been divided, according to that classification, into five distinct groups. The three programme signal groups which all three terminate at the same connectors, are bound up together to form the programme signal cable form.

To avoid circulating currents and loops, the screens of the three forms separated one from the other are taken separately to a common earth on the chassis.

The cabling of a desk is therefore composed of one programme signal form, one signalling form and one supply form. To avoid the risk of induction, the programme signal cable is kept as far away as possible from the two other forms.

In the same way, in order to meet the cross-talk conditions specified (more than 100 dB separation from 40 to 15,000 cycles between programme signal circuits) these circuits have been

dans ce cas, longs et peu sûrs. Nous avons donc été amenés à utiliser une méthode de contrôle automatique, sauf pour quelques cas particuliers.

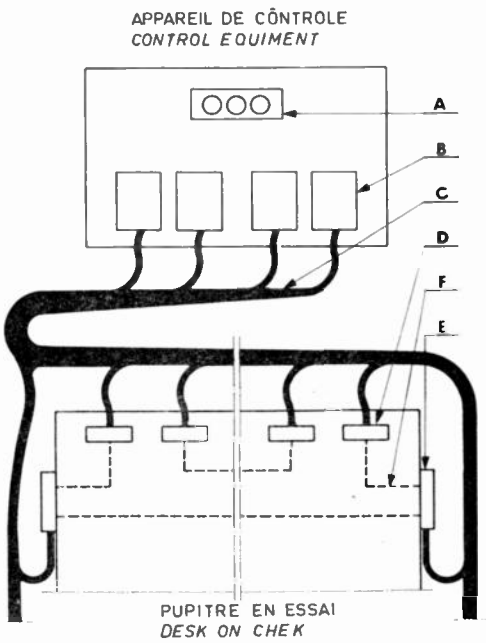
La méthode consiste à former une boucle alimentée par le dispositif de contrôle et fermée par le circuit en essai. Le dispositif utilise des commutateurs rotatifs du type téléphonique explorant les différents circuits à contrôler. Ces circuits, numérotés suivant un code établi, sont identifiés par une signalisation lumineuse à tube NIXIE. La rotation des commutateurs peut être obtenue, soit pas à pas par commande manuelle, soit automatiquement.

Dans le cas de commande manuelle, l'allumage d'un voyant indique que le circuit en contrôle est correct.

Dans le cas de rotation automatique, tout circuit défectueux arrête l'exploration et est identifié par la signalisation. L'exploration peut être reprise à volonté après notation ou correction du défaut.

La figure 4 illustre le principe de l'essai. Les liaisons entre l'appareil d'essai et le pupitre sont réalisées par des cordons souples comprenant des conducteurs en nombre approprié aux circuits à mesurer et terminés par des blocs s'enfichant sur les connecteurs ou sur les réglettes du bâti.

Afin que l'appareil ne soit pas trop complexe et conserve cependant son intérêt, la capacité de contrôle est limitée à 300 circuits. Plusieurs jeux de cordons sont alors nécessaires pour contrôler un nombre plus grand de circuits.



A signalisation lumineuse à 3 chiffres
signalling circuit 3
B prises de raccordement des circuits en essai
sockets for the connection of the cheked circuits
C cordon souple de raccordement
flexible link for electrical connections
D connecteur
connectors
E réglettes de raccordement
connectron sockets
F exemple de circuit en essai
exemple of circuit on chek

FIG. 4. — Principe de l'essai.
— Test principle.

3.1. DESCRIPTION DE L'APPAREIL DE CONTROLE

L'appareil de contrôle, dont le schéma est représenté sur la figure 5 est constitué par :

wired in symmetrical pairs under a non-insulated screen, each of the two conductors being covered by a different colour, in order to respect in the cabling the phase relationship all along the audio frequency chain, this condition being essential for stereophonic operation. Figure 3 shows the position of the three cable forms and of the different units making up a desk.

3. Methods of checking

It has been explained previously how the development of an industrially-practicable design for these desks has led to the planning of separate elements separately wired. These different elements can be grouped into three categories :

1st. *Plug-in units* which are sub-assemblies such as the amplifiers, the control units, etc., whose limited function requires only one circuit plan and one fairly simple wiring arrangement. These are connected to the structure by 20-way connectors.

2nd. *Setting up units* whose cabling provides the connection between sub-assemblies according to a predetermined requirement. They are connected to the desk by plug-in connectors having up to 245 contacts.

3rd. *The frameworks* which carry the cabling linking the different connectors between themselves or with connection blocks to external circuits.

The sub-assemblies, because of the simplicity associated with their limited function, are tested and adjusted individually, according to the usual procedures. It is the same for the setting up units.

The framework examination requires checking of the continuity of as many as 1500 connections. The usual methods would be time-consuming and not very reliable. We have therefore developed a method of automatic checking except for a few special cases.

The method consists of forming a loop fed by the checking device and closed by the circuit under test. The device uses rotating switches of the telephone type exploring the different circuits to be checked. These circuits, numbered according to an established code, are identified by luminous signalling using NIXIE tubes. The rotation of the switches occurs step by step by manual control or automatically.

Under manual control, the lighting of a lamp indicates that the circuit being checked is continuous. In the automatic rotation instance each defective circuit stops the search and attention is called to it by a signal. The rotation can be resumed at will after noting or correcting the fault.

Figure 4 illustrates the test principle. The connections between the test equipment and the desk are made by flexible links containing conductors in number appropriate for the circuits to be measured, and terminated by blocks which plug in to the sockets or termination panels of the framework.

In order that the equipment should not be too complex, the checking capacity is limited to 300 circuits. Various arrangements of flexible connectors are therefore necessary to check a larger number of circuits.

3.1. DESCRIPTION OF THE CONTROL EQUIPMENT

The control equipment whose circuit is given on figure 5 is made up of :

— *A rotating switch CR*1, type *R*6, having 51 positions. It is equipped with 10 contact arms whose arrangement makes it possible to explore 102 positions. Contact arms II to VII are connected to the circuits to be checked by way of the plug-in blocks and the flexible connectors. Contact arms IX and X control signalling. Contact arms I and VIII are used for auxiliary functions. The motor is driven by the power transistor *Q*4.

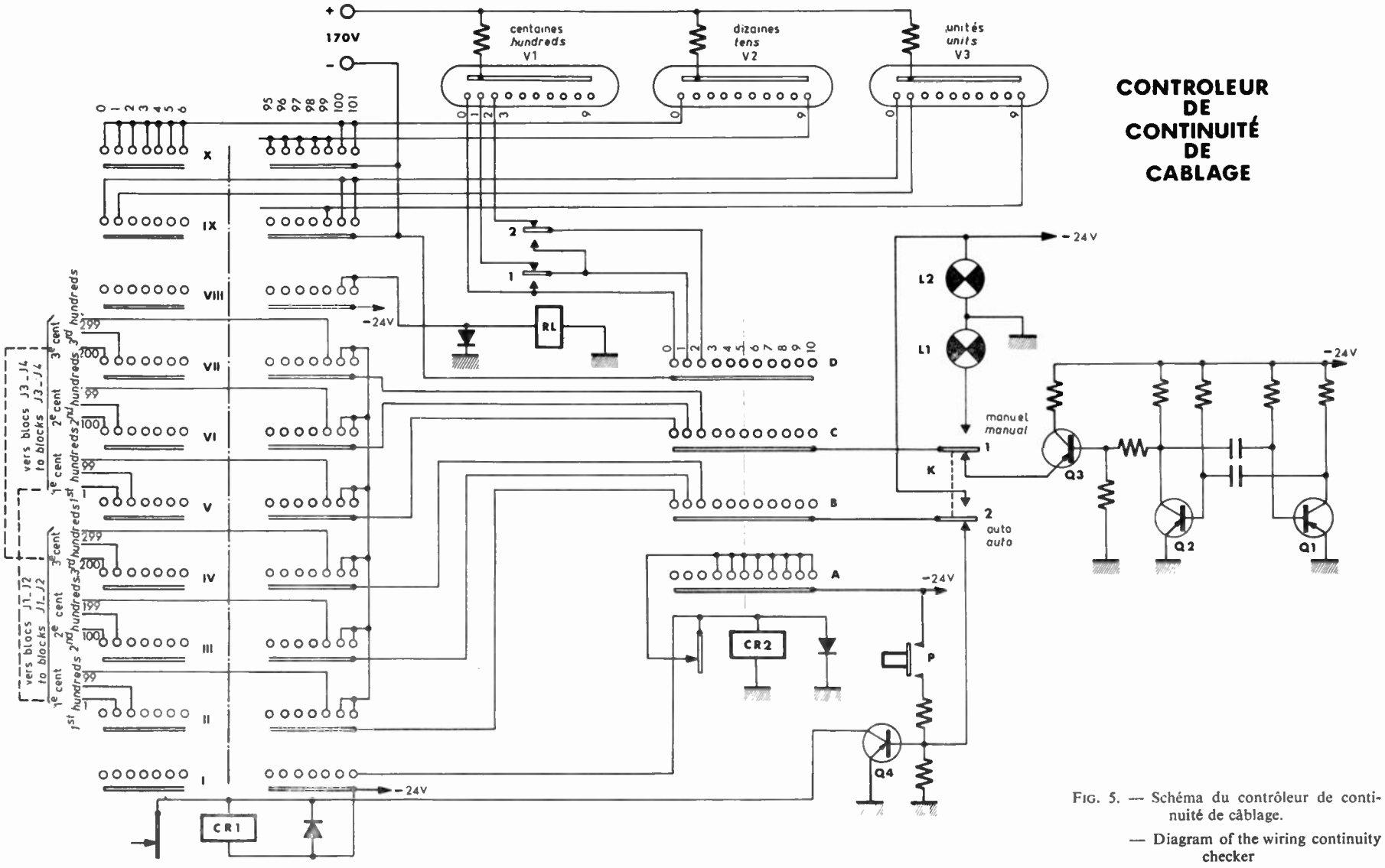


FIG. 5. — Schéma du contrôleur de continuité de câblage.

— Diagram of the wiring continuity checker

— *Un commutateur rotatif CR* 1. Du type *R*6 à 51 directions, il est équipé de dix balais dont la disposition permet d'explorer 102 directions. Les balais II à VII sont reliés aux circuits à contrôler par l'intermédiaire de blocs enfichables et de cordons souples. Les balais IX et X commandent la signalisation ; les balais I et VIII sont utilisés pour les fonctions auxiliaires. L'enroulement du moteur est alimenté par le transistor de puissance *Q*4.

— *Un commutateur rotatif CR* 2. Du type *R*6 à 11 directions, il est équipé de 4 balais. Les balais *B* et *C* assurent la commutation des centaines des circuits à contrôler ; le balai *D* commande la signalisation et le balai *A* le retour à la position zéro.

— *Un compteur* formé par trois tubes indicateurs *V*1 à *V*3 à cathode froide, genre NIXIE, qui indiquent respectivement les centaines, dizaines et unités du nombre identifiant le circuit en essai.

— *Une bascule astable* comprenant les transistors *Q*1 et *Q*2. Sa fréquence est en rapport avec le temps de passage d'une position à l'autre du commutateur *CR* 1. Le transistor *Q*3 constitue un étage séparateur destiné à transmettre les impulsions de la bascule.

— *Un relais R*2 dont le rôle est de ramener à zéro le compteur quand les balais passent sur des positions non utilisées du commutateur *CR* 1.

— *Une clé K* qui permet de choisir l'exploration automatique ou l'exploration manuelle.

— *Un bouton poussoir P* qui commande le départ de l'exploration automatique ou permet la commande pas à pas dans le cas d'exploration manuelle.

— *Le voyant L*1 indique la continuité du circuit contrôlé dans le cas « manuel » et le *voyant L*2 indique que l'appareil est sous tension.

— *Quatre connecteurs J*1 *à J*4 comprenant chacun 150 directions. Ils sont répartis en deux groupes correspondant aux deux extrémités des circuits à contrôler. Ils sont reliés aux broches des secteurs II à VII du commutateur *CR*1. Disposés sur la face avant de l'appareil, ils reçoivent les blocs enfichables terminant les cordons de liaison avec le pupitre en essai.

L'appareil est complété par un système d'alimentation fournissant, à partir du réseau 50 Hz, les différentes tensions nécessaires à son fonctionnement.

La vue d'ensemble de l'appareil est représentée sur la figure 6. La figure 7 montre le câblage intérieur.

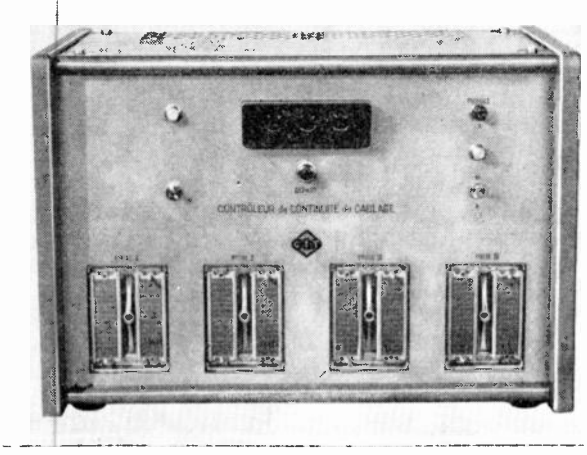


FIG. 6. — Contrôleur de continuité de câblage : vue d'ensemble.

— Wiring continuity checker : over-all view.

— *A rotating switch CR*2, type *R*6, having 11 positions. It is equipped with 4 contact arms. The contact arms *B* and *C* look after the switching of the hundreds of the circuits to be checked ; contact arm *D* controls the signalling and contact arm *A* the return to the zero position.

— *A counter* formed by three indicator tubes *V*1 to *V*3 of the NIXIE cold cathode type which indicate respectively the hundreds, tens and units of the number identifying the circuit under test.

— *A flip-flop circuit* consisting of transistors *Q*1 and *Q*2. Its frequency is related to the time of passage from one position to another of the switch *CR*1. Transistor *Q*3 is a separator stage handling the pulses from the flip-flop.

— *A relay R*2 whose role is to return the counter to zero when the contact arms pass over positions not in use in switch *CR*1.

— *A key K* which makes it possible to choose automatic or manual operation.

— *A push button P* which controls the starting of the automatic operation or allows step by step control in manual operation.

— *An indicator L*1 indicates the continuity of the circuit tested in the manual case and indicator *L*2 shows that the equipment is powered.

— 4 *connectors J*1 to *J*4 each include 150 connections. They are divided into two groups corresponding to the two ends of the circuits to be tested. They are connected to the pins of sockets II to VII in the switch *CR*1. They are on the front of the equipment and they take the plug-in units terminating the leads connecting to the desk under trial.

The equipment is completed by a power supply system providing the different operating voltages necessary for its operation from the 50 cycle supply.

An over-all view of the equipment is given in figure 6. Figure 7 shows the interior wiring.

3.2. OPERATION OF THE CONTROL EQUIPMENT

3.2.1. *Automatic search*

Waiting position

The equipment is switched on, switches *CR*1 and *CR*2 are at the zero position and key *K* at the AUTO position. Transistor *Q*4 is blocked, its base circuit being interrupted at *II*.0 of *CR*1.

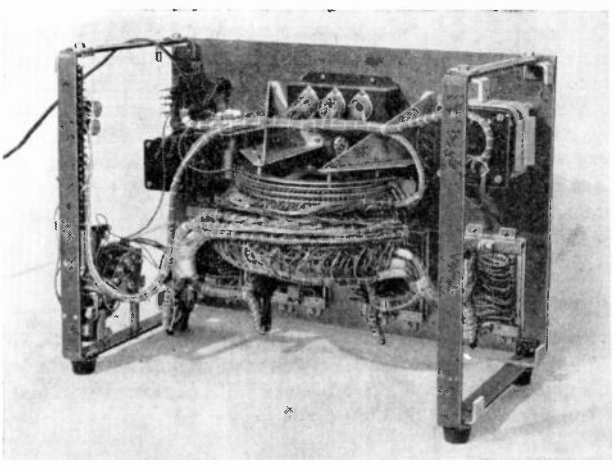


FIG. 7. — Contrôleur de continuité de câblage : câblage intérieur de l'appareil.

— Wiring continuity checker : interior wiring.

3.2. Fonctionnement de l'appareil de controle

3.2.1. *Exploration automatique*

Position d'attente

L'appareil étant sous tension, les commutateurs *CR* 1 et *CR* 2 sont en position zéro et la clé *K* sur la position « AUTO ». Le transistor *Q*4 est alors bloqué, son circuit de base étant coupé en *II*.0 de *CR*1. Les impulsions de la bascule passant par *R*1 de *K* et *C*0 de *CR* 2 sont arrêtées en *V*0 de *CR* 1. Le tube des dizaines *V*2 indique 0 par *X*.0 de *CR* 1 ainsi que celui des unités *V*3 par IX.0 de *CR* 1. Le tube des centaines *V*1 indique également 0 par *D*.0 de *CR*2.

Exploration

En appuyant sur le bouton poussoir *P*, on débloque temporairement le transistor *Q*4 qui, en excitant le commutateur *CR* 1, le fait avancer d'un pas sur la position suivante *I*. Si la continuité du circuit à contrôler est bonne, les points *II*.1 et *V*.1 de *CR* 1 sont reliés. Dans ce cas, les impulsions de la bascule par : *R*.1 de *K*, *C*.0 de *CR* 2, *V*.1 et *II*.1 de *CR* 1, *B*.0 de *CR* 2, *R*.2 de *K*, débloquent le transistor *Q*4 qui fait avancer le commutateur *CR* 1 d'un nouveau pas. Ce processus se renouvelle tant que les circuits explorés présentent une continuité. Dans le cas contraire, les impulsions ne passent pas et le commutateur *CR* 1 s'arrête sur le circuit défectueux. On peut reprendre l'exploration en appuyant à nouveau sur le bouton *P*.

Le tube indicateur des unités est commandé par le secteur *IX* de *CR* 1. Chaque chiffre est multiplie sur les broches espacées de 10 positions de façon à former 10 cycles de 0 à 9.

Le tube indicateur des dizaines est commandé par le secteur *X* de *CR* 1. Chaque chiffre est multiplie sur 10 broches consécutives de façon à former 1 cycle de 0 à 9.

Le tube indicateur des centaines indique 0 pour la première centaine par *D*.0 de *CR* 2.

Changement de centaine

Il y a intérêt, pour des raisons de numération, à n'utiliser que 100 directions du commutateur *CR* 1 qui en comprend 102. Les deux positions excédentaires doivent donc être passées avant d'explorer la centaine suivante. Pour obtenir ce résultat, les deux dernières positions des secteurs II à VII sont toutes strappées entre elles, ce qui ramène au cas de continuité des circuits en essai. *CR* 1 peut ainsi avancer de deux pas après la centième position et se retrouver en position 0. Sur ces deux positions, les tubes indicateurs indiquent tous 0, *V*3 par *IX*.100 ou *IX*.101 de *CR* 1, *V*.2 par *X*.100 ou *X*.101 de *CR* 1 et *V*1 par *D*.0 de *CR* 2.

Quand le balai 1 de *CR* 1 passe sur la dernière position, il fait avancer d'un pas le commutateur *CR* 2 dont les balais *B* et *C* sont reliés aux balais III et VI de *CR* 1 qui explorent la deuxième centaine. L'indicateur des centaines indique 1 par *D*.1 de *CR* 2 et *R*.1 de *R.L*. Le même processus se renouvelle pour la troisième centaine. Pendant le temps de passage de l'une à l'autre, VI indique 0 par *D*.1 ou *D*.2 de *CR* 2 et les contacts de travail du relais *R.L* excité par VIII.100 et VIII.101 de *CR* 1.

Fin d'exploration

Lorsque, la troisième centaine étant explorée, le commutateur *CR* 2 se trouve en position 3, il avance par les positions strappées de son secteur *A* jusqu'à la position 0 où il s'arrête. Nous nous retrouvons alors en position d'attente.

3.2.2. *Exploration manuelle*

Dans ce cas, la clé *K* met la bascule hors service. Le fonctionnement est identique à celui de l'exploration automatique,

The impulses from the flip-flop passing by *R*1 of *K* and *CO* of *CR*2 are stopped at *V*0 of *CR*1. The tens tube *V*2 indicates 0 by *X*.0 of *CR*1 and also that of the units *V*3 by *IX*.0 of CR1. The hundreds tube *V*1 also indicates 0 by *D*.0 of *CR*2.

Search

On pressing the push button *P*, the transistor *Q*4 is temporarily unblocked and, in energising the switch *CR*1, causes it to advance one step to the following position I. If the continuity of the circuit under test is good, points *II*.1 and *V*.1 of *CR*1 are connected. In that case the flip-flop pulses passing by *R*1 of *K*, *C*.0. of *CR*2, *V*.1 and *II*.1 of *CR*1, *B*.0 of *CR*2, and *R*2 of *K*, unblock the transistor *Q*4 which causes the switch *CR*1 to advance a further step. This process continues as long as the circuits explored show continuity. Otherwise the pulses do not get through and the switch *CR*1 stops on the defective circuit. The search can be resumed by pressing afresh on button. *P*.

The units indicator tube is controlled by sector *IX* of *CR*1. Each figure is duplicated on the spaced pins of 10 positions in such a way as to form 10 cycles of 0 to 9.

The tens indicator tube is controlled by sector *X* of *CR*1. Each figure is duplicated on 10 consecutive pins so as to form 1 cycle from 0 to 9.

The hundreds indicator tube indicates zero for the first hundred by *D*.0 of *CR*2.

Hundreds change

It is interesting, for numeration reasons, to use only 100 directions of the switch *CR*1, which has 102 of them. The two exceeding positions must therefore be passed on before the exploration of the following hundred. To obtain this result, the two last positions of the sectors II to VII are all strapped from one to the other, and one find again the case of the continuity of the circuits under test. So *CR*1 may advance two steps after the hundredth position and find itself on the position 0. On these two positions, the indicator tubes all indicate 0, *V*3 by *IX*.100 or *IX*.101 of *CR*1, *V*.2 by *X*.100 or *X*.101 of *CR*1 and VI by *D*.0 of *CR*2.

When the contact arm 1 of *CR*1 reaches the last position it causes the switch *CR*2 advance one step, contact arms *B* and *C* being connected to contact arms III and VI of *CR*1 which explore the second hundred. The hundreds indicator indicates I by *D*.1 of *CR*2 and *R*.1 of *RL*. The same process repeats for the third hundred. During the time of passage from one to the other, VI indicates 0 by *D*.1 or *D*.2 of *CR*2 and the working contacts of relay *RL* energised by VIII.100 and VIII.101 of *CR*1.

End of search

When the third hundred has been explored and switch *CR*2 has arrived at position 3, it advances by the strapped positions of its sector *A* to position *D* where it stops. This is then again the waiting condition.

3.2.2. *Manual search*

In this instance key *K* puts the flip-flop out of service. The operation is identical with that of the automatic search but the advancing of the switch *CR*1 is controlled step by step by button *B*. The continuity of the circuit under test is confirmed by the lighting of lamp *L*1.

mais l'avancement du commutateur *CR* 1 est commandé pas à pas par le bouton *B*. La continuité du circuit en essai est vérifié par l'allumage de la lampe L1.

3.3. Cordons de raccordement

Nous venons de considérer le contrôle d'un circuit sans nous préoccuper de ses extrémités réelles, nous arrêtant aux blocs de sortie répartis en deux groupes de 300 directions numérotées de 1 à 300.

Or, nous savons qu'un pupitre comprend jusqu'à 1 500 circuits aboutissant à de nombreux systèmes d'enfichage ou de réglettes. Les liaisons entre ces éléments forment des combinaisons assez complexes n'obéissant pas à des règles systématiques.

Il est donc nécessaire de compléter l'installation par des jeux de cordons souples (voir fig. 4) dont le rôle est non seulement de relier, mais aussi de brasser les connexions entre les éléments de branchements de telle sorte que tout circuit *X* du pupitre corresponde à un nombre *N* de l'appareil de contrôle, *N* étant compris entre 1 et 300.

La confection de tels cordons est laborieuse et ne serait pas rentable s'ils ne servaient à contrôler que quelques unités, mais le nombre d'appareils à contrôler est important ; d'autre part, le temps d'exploration de 300 circuits est inférieur à 20 s et l'opération peut être recommencée à volonté.

Cela démontre bien l'intérêt de l'appareil et la confection des cordons est largement compensée par le gain de temps obtenu sur le contrôle des pupitres.

4. Conclusion

Dans cet article, nous avons exposé les méthodes industrielles employées pour l'exécution des pupitres de prise de son ainsi que les raisons qui ont conduit au choix de ces méthodes.

Les résultats obtenus dans l'exécution de cet important ensemble de matériels : livraison dans les délais prévus, temps d'exécution écourté, etc. ont concrétisé l'intérêt de l'utilisation des méthodes choisies.

Il faut également signaler que l'homogénéité obtenue dans les réalisations et l'efficacité des systèmes de contrôle qui n'ont laissé place à aucune erreur ni omission malgré la complexité des appareils, ont facilité les opérations d'installation et de mise en service qui ont pû être ainsi effectuées rapidement et sans aléa.

3.3. Connection links

The checking of a circuit will now be considered without reference to its real extremities, stopping at the output blocks divided into two groups of 300 directions numbered from 1 to 300.

A desk includes up to 1500 circuits ending in numerous plug-in or termination systems. The connections between these elements form quite complicated combinations following no general rules.

It is therefore necessary to complete the installation by the use of flexible connectors (fig. 4) whose role is not only to connect but also to organize the connections between the elements of the network in such a way that any circuit X of the desk corresponds to a number *N* in the monitoring equipment, *N* being somewhere between 1 and 300.

The making up of such connectors is laborious and would not be acceptable if it was suitable for checking only a few units, which is not the case. On the other hand, the time needed for testing 300 circuits is less than 20 seconds and the operation can be repeated at will. The price of making up the connectors is generously compensated by the saving of time obtained in the checking of the desks with the apparatus described, the importance of which will have become apparent in the course of this account.

4. Conclusion

In this article we have explained the industrially-practicable methods developed for the production of sound desks and the reasons which have led to them.

The results obtained in the provision of this substantial collection of equipment, within the contemplated time, and with lessened manufacturing time, have clearly demonstrated the value of the chosen methods.

It may also be said that the uniformity of manufacture and the reliability of the checking methods, which have excluded errors or omissions despite the complexity of the equipment design, have made the operations of installation and of bringing into service easier, quicker and reliable.

J. MIGEON
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chief Engineer, Telecommunications

Le Central téléphonique

1. Introduction

Le central téléphonique de la Maison de l'ORTF assure les liaisons, d'une part entre les postes intérieurs de l'établissement, d'autre part entre ces postes et l'ensemble du réseau téléphonique public. Il constitue une installation particulière et indépendante, qui n'a notamment aucun point commun, du point de vue de l'exploitation, ni avec l'autocommutateur des modulations décrit dans l'article de M. MONTEIL, ni avec les divers autocommutateurs privés existant dans l'immeuble pour les besoins purement radiophoniques. Cependant toutes ces installations ont été réalisées par le même constructeur (la C.G.C.T.) en matériel Pentaconta.

Les dispositions techniques du central téléphonique ont été étudiées sur la base d'un cahier des charges établi par la Direction des Télécommunications de Paris, qui dispose d'une section spécialisée dans l'étude et le contrôle des installations téléphoniques de ministères et de services publics.

C'est d'ailleurs cette section spécialisée qui a effectué le contrôle de l'installation avant mise en service, et ce sont des agents de la Direction des Télécommunications de Paris qui en assurent l'entretien.

Dans l'ensemble, les facilités d'exploitation offertes aux utilisateurs sont celles que fournissent les installations modernes d'abonnés d'une certaine importance : communications automatiques entre postes intérieurs, prise directe du réseau public, double-appel et transfert des communications réseau. Mais le central de la Maison de la Radio se signale par deux particularités intéressantes :

— en premier lieu sa capacité, qui est, bien entendu, à l'échelle du bâtiment, en fait l'une des plus importantes installations téléphoniques privées actuellement en service en France. Il est en effet équipé pour 2 000 postes intérieurs, et pourra par la suite être porté à 4 000 postes.

— d'autre part il bénéficie d'une disposition jusqu'ici unique en France, bien qu'elle soit déjà relativement répandue dans certains pays étrangers : c'est la sélection directe des postes à l'arrivée, c'est-à-dire que les postes intérieurs de la Maison de l'ORTF peuvent être atteints directement à partir d'un poste d'abonné quelconque, en composant un numéro à 7 chiffres de la série 224 (BAGatelle), sans intervention des opératrices de l'immeuble.

On trouvera ci-après des indications sur l'exploitation de cette installation, puis quelques détails sur le problème posé par le rattachement au réseau téléphonique public d'abonnés très importants tels que la Maison de l'ORTF et sur les avantages de la sélection directe des postes à l'arrivée.

The telephone exchange

1. Introduction

The telephone exchange in Broadcasting House provides connections between the internal extensions within the building and also between these and the whole public telephone network. It forms a specialised and separate installation which, in particular, has no relationship from the point of view of use either with the signal autoswitch described in the article by M. MONTEIL or with the various automatic switching devices which exist in the building for purely sound broadcasting needs. However, all these installations have been designed by the same manufacturer (C.G.C.T.) using Pentaconta equipment.

The technical arrangements in the telephone exchange have been developed according to a specification of requirements provided by the Telecommunications Directorate in Paris, which includes a specialised section concerned with the design and supervision of telephone installations in Ministries and public services.

It is that specialised section which has been responsible for checking the installation before bringing it into service and it will be maintained by the staff of the Directorate of Telecommunications in Paris.

Overall, the facilities offered to users are those which are provided by modern subscribers' installations of a fair size, that is to say, automatic calling between internal instruments, direct connection with the public network, with holding and enquiry transfer facilities. But there are two specialised features which make the Broadcasting House exchange of particular importance :

— in the first place its capacity, which is on the scale demanded by the building, makes it one of the largest private telephone installations at present in service in France. It is equipped for 2,000 internal extensions and can be extended to 4,000 extensions.

— further, it has the benefit of an arrangement which, up to now, is unique in France although it is fairly extensively used in certain foreign countries, that is to say the direct dialling facility by which the internal extensions of Broadcasting House can be reached directly from any subscriber's telephone on dialling a number of 7 figures starting 224 (BAGatelle), without the intervention of switchboard operators.

There will be found below an account of the operation of this installation with various comments about the problems which arise in the connection to the public telephone network of installations including a substantial number of extensions such as Broadcasting House and also concerning the advantages of the direct dialling technique.

2. Description générale et exploitation

Comme on l'a déjà indiqué, l'installation téléphonique est équipée dans son état actuel pour 2 000 postes intérieurs. Les locaux et le plan de salle ont été prévus pour permettre ultérieurement l'adjonction de deux autres milliers. L'installation peut également desservir 30 lignes interautomatiques (extensibles à 50), 20 lignes interstandards à batterie centrale (extensibles à 50) et 20 lignes à batterie locale (extensibles à 50).

Les lignes interautomatiques et interstandards relient la Maison de l'ORTF aux autres immeubles de ce service situés dans la région parisienne : studios des Buttes-Chaumont, centres de Limours et de Villebon, etc. Les lignes à batterie locale correspondent à des circuits spécialisés vers les régions ORTF de province. Toutes ces liaisons sont constituées par des circuits téléphoniques normaux, loués à l'ORTF par l'Administration des P.T.T.

L'installation qui comprend un autocommutateur et un groupe de positions dirigeuses sans fiches ni jacks, appartient à la catégorie des installations « semi-automatiques » dont les caractères essentiels sont résumés ci-dessous :

— les postes peuvent disposer de la prise directe du réseau, effectuer le double-appel et le transfert de leurs communications (ces points seront précisés un peu plus loin) ;

— les lignes de réseau et les liaisons spécialisées manuelles ou semi-automatiques ne sont pas représentées individuellement sur les positions dirigeuses ; elles ne sont reliées à ces positions que d'une façon temporaire, pendant l'établissement des communications ;

— les appels à destination des positions dirigeuses sont distribués automatiquement entre toutes les positions dirigeuses desservies, des précautions étant prises pour équilibrer la charge entre les diverses positions.

2.1. Exploitation des postes intérieurs

Les postes intérieurs de la Maison de l'ORTF peuvent être classés individuellement parmi les catégories suivantes :

— postes privés (PR) : ces postes peuvent communiquer avec tous les autres postes intérieurs, les lignes interautomatiques, les lignes de jonction BL ou BC et avec les opératrices, mais l'accès au réseau public leur est interdit tant au départ qu'à l'arrivée ;

— postes contrôlés (PC) : ces postes disposent des mêmes possibilités que les précédents, et peuvent en outre communiquer avec le réseau public au départ et à l'arrivée. Cependant leurs communications de départ sont obligatoirement établies par les opératrices des tables dirigeuses, avec rappel du demandeur ;

— postes à prise directe du réseau à service libre (PDL) : ces postes disposent des facilités précédentes et peuvent également avoir accès, en composant un chiffre spécial, à une ligne de réseau départ à service libre qui leur permet d'obtenir des communications de toute nature sans intervention des opératrices. ;

— postes à prise directe du réseau à service restreint (PDR) ces postes disposent également de la prise directe mais n'ont accès qu'à des lignes de réseau à service restreint et ne peuvent obtenir de communications qu'avec les abonnés de la circonscription de Paris.

La catégorie d'un poste peut être changée à tout moment selon les besoins. Le plan de numérotage interne de l'installation est le suivant :

— 0000 à 1 999 : postes intérieurs (extension)
— 2000 à 3 999 : postes intérieurs en service
— 4 : (disponible)
— 5 : prise directe du réseau
— 650 à 699 : liaisons spécialisées
— 7 : lignes d'ordres (appel des positions de renseignements)

2. General description and use

As mentioned, the telephone installation is equipped at present for 2,000 internal extensions. The accommodation and the room layout has been arranged to permit the later addition of 2,000 more. The installation can also accomodate 30 interautomatic lines (extensible to 50), 20 inter-switchboard tielines for central battery operation (extensible to 50) and 20 local battery lines (extensible to 50).

The interautomatic lines and interswitchboard tielines connect Broadcasting House to other service premises in the Paris area, such as the studios of Buttes-Chaumont and the stations at Limours and Villebon, etc. The local battery circuits correspond to specialised circuits going to the ORTF regions. All these connections use normal telephone circuits leased from the P.T.T. Administration.

The installation, which includes autoswitching and a group of cordless switchboard positions, belongs to the semi-automatic kind of installation, of which the characteristics may be sketched as follows :

— the extensions have available direct contact with the telephone network, have the hold/enquiry facility, and can obtain the transfer of calls (these points will be explained a little later).

— the network lines and the specialised manual or semi-automatic connections do not appear individually on the switchboard positions, they are only connected to these positions in a transitory manner while communication is being established.

— outgoing calls from the switchboard are distributed automatically between all the operational switchboard positions, provision being made to distribute the load between the various positions.

2.1. Use of internal telephones

The internal telephones in Broadcasting House are divided into the following classes :

— private extension : these extensions can communicate with all the other internal extensions, with the interautomatic lines, with the LB or CB junctions and with the operators. Access to the public telephone network is not available to them either for outgoing or for incoming calls ;

— controlled extensions : these extensions have the same facilities as the previous ones but can. in addition, be connected to the public network incoming and outgoing. However, their outgoing calls are necessarily obtained by switchboard operators who call back the extension ;

— extensions with free access to the network : these extensions have the previous facilities and can also, by the use of a special number, be connected freely to an outgoing circuit, which means they can obtain connections of all kinds without the intervention of operators ;

— extensions with limited access to the network : these extensions also have direct access but are connected only to limited service lines and can be used only for communication with subscribers in the Paris area.

The classification of an extension can be changed at any time according to need. The internal numbering of the installation is as follows :

— 0000 to 1999 : internal extensions (for development)
— 2000 to 3999 : internal extensions now in use
— 4 : spare
— 5 : direct connection to the network
— 650 to 699 : special connections
— 7 : service lines (calling information positions)

— 80 à 89 : lignes interautomatiques (10 directions possibles)
— 9 : lignes d'ordres (appel des opératrices).

Les postes intérieurs s'appellent entre eux directement par leur numéro à quatre chiffres ; les postes autres que privés peuvent être atteints à partir d'un poste quelconque du réseau public en composant le même numéro à quatre chiffres précédé du préfixe 224 (BAGatelle).

Si le demandeur ignore le numéro du poste désiré, il peut appeler les opératrices par le numéro 224.22.22.

Les postes de toutes catégories peuvent appeler directement les installations ORTF de la région parisienne par les lignes interautomatiques, mentionnées plus haut, en composant un numéro convenable : 80 pour le centre des Buttes-Chaumont, 3543, pour l'émetteur de Villebon, etc. Suivant le cas, ils ont accès à l'autocommutateur distant ou aux opératrices. Ils peuvent enfin appeler leurs opératrices locales par le chiffre 9.

Les postes à prise directe ont accès à une ligne de réseau départ par le chiffre 5 ; ils entendent alors la tonalité du central automatique de rattachement et composent eux-mêmes le numéro désiré dans les mêmes conditions qu'un abonné ordinaire.

Les postes contrôlés ne peuvent obtenir de communications réseau que par l'intermédiaire des opératrices (chiffre 9). S'ils forment le 5 ils reçoivent la tonalité d'occupation.

Un poste en liaison avec l'extérieur peut interrompre momentanément sa communication et se mettre en relation avec un poste intérieur ou avec les opératrices par la manœuvre du *double-appel*. Sans raccrocher, il forme le chiffre 2 et entend à ce moment la tonalité locale. Il compose alors le numéro du poste désiré (le 9 pour les opératrices) et entre en conversation avec celui-ci. La conversation terminée, l'usager peut reprendre sa communication réseau en formant le chiffre 1 (toujours sans raccrocher).

Enfin l'usager d'un poste qui a effectué le double-appel peut provoquer le *transfert* de la communication réseau sur le second poste intérieur en raccrochant son propre appareil.

Le double appel et le transfert peuvent être répétés indéfiniment. Bien entendu le transfert des communications réseau ne peut être fait à destination d'un poste privé.

2.2. Exploitation des positions dirigeuses

La salle des opératrices (fig. 1) comprend 17 positions dirigeuses sans fiches ni jacks, trois positions de renseignements et une position de surveillante. La place est prévue pour dix positions d'extension.

FIG. 1. — Salle des positions manuelles. Au premier plan les positions à dicordes. (Photo C.G.C.T.).

— Manual position room. In the foreground the double-ender positions (Photo. C.G.C.T.).

— 80 to 89 : interautomatic lines (10 possible destinations)
— 9 : service lines (calling the operators)

The extensions call one another directly by their four-figure number. Extensions other than the internal ones can be reached from any instrument in the public service by dialling the same four-figure number preceded by the prefix 224 (BAGatelle).

If the caller does not know the number of the extension he needs, he can call the operators by the number 224.2222.

Extensions of all kinds can make direct calls to ORTF installations in the Paris area by the interautomatic lines mentioned above on dialling a suitable number, being 80 for the Buttes-Chaumont Centre, 3543 for the transmitter at Villebon, etc. According to the circumstances they will gain access either to a distant auto-exchange or to operators. They can also call their local operators by the number 9.

Extensions with access to the network select an outgoing line by dialling 5. They then hear the central exchange dialling tone and can themselves dial the desired number exactly as for an ordinary subscriber.

The controlled extensions can only get on to the communications network by way of the operators through dialling 9. If they dial 5, they get engaged tone.

An extension engaged in a call with an outside number can briefly interrupt its call and speak with an internal extension or with the operator by the hold/enquiry facility. Without hanging up they dial the figure 2 and then hear the local tone. They dial the number of the extension desired (9 for the operator) and enter into conversation with that number. When the conversation has ended, the user can put himself back into communication with the network by dialling the figure 1 (again without replacing the receiver).

The user of an extension which has employed the hold/enquiry facility can obtain the transfer of the network call to the second internal extension by replacing his own instrument.

The hold/enquiry operation and the transfer can be repeated indefinitively. Of course the transfer of network calls cannot be made to a private extension.

2.2. Use of the switchboard positions

The operators' room (fig. 1) contains 17 cordless switchboard positions, three enquiry positions and a supervisory position. Room is available for 10 further positions.

The switchboard of each position is set in an almost horizontal desk in the middle of which is an arrangement of buttons and lamps. The buttons, of a translucent plastic material, carry black lettering indicating their role. Some of them include a lamp, the light of which is visible through the translucent material. At the back of the desk, a sloping strip carries a number of lettered indicators concerning the nature of the call being dealt with by the operator and these light according to need.

Figure 2 shows the arrangement of the operational positions and the supervisory position. Figure 3 shows the detail of the equipment for an operator's switchboard.

It can be seen that the latter has available three identica connection circuits placed in the middle of the position. Each connection circuit is represented by a press-button 15 (reset), a lamp 13 (steady light : no reply — flickering : dialling), and a lamp 14 (steady light : engaged — flickering : holding). On the left of the connection circuits are found two arrays of integrated press-buttons and lamps, numbered 1 to 12, whose function is indicated on the figure. At the extreme left three lamps show by their light the total engagement of groups of outgoing network lines and service lines.

On the right of the connection circuits 5 button-lamps (16 to 20) make it possible to pick up a line of the corresponding

Le keyboard d'une position dirigeuse est formé d'un plateau sensiblement horizontal, au centre duquel se trouve un équipement de boutons et de lampes. Les boutons, en matière plastique translucide, portent une inscription en lettres noires indiquant leur rôle. Certains d'entre eux contiennent une lampe dont l'allumage est visible à travers la matière translucide. A l'arrière du plateau ci-dessus un bandeau incliné porte un certain nombre d'indications littérales s'éclairant suivant les besoins, concernant la nature de l'appel traité par l'opératrice.

La figure 2 montre l'aspect des positions courantes et de la position de surveillante. La figure 3 donne le détail de l'équipement d'un keyboard d'opératrice.

On voit que cette dernière dispose de trois « circuits de connexion » identiques, situés au centre de sa position. Chaque circuit de connexion est représenté par un bouton 15 (reprise), une lampe 13 (allumage fixe : non réponse - scintillement : numérotage) et une lampe 14 (allumage fixe : prise - scintillement : garde). A gauche des circuits de connexion se trouvent deux platines de lampes communs et de boutons numérotés de 1 à 12 dont le rôle ou la signification sont indiqués sur la figure. A l'extrême gauche, trois lampes indiquent par leur allumage l'occupation totale des faisceaux de lignes réseau départ et des lignes de service.

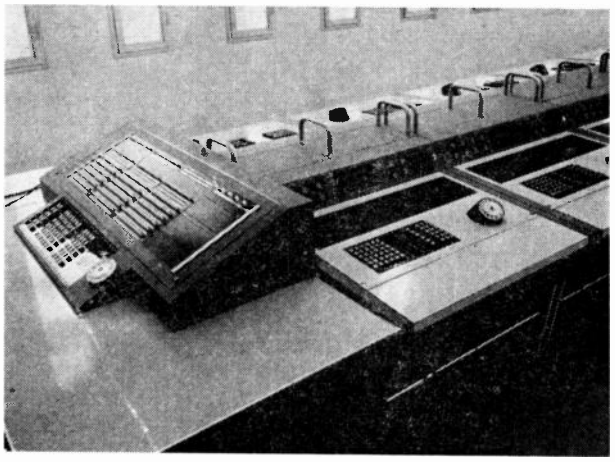


FIG. 2. — Position de surveillante et positions normales d'opératrices. (Photo C.G.C.T.).

— Supervisory position and normal operator positions.

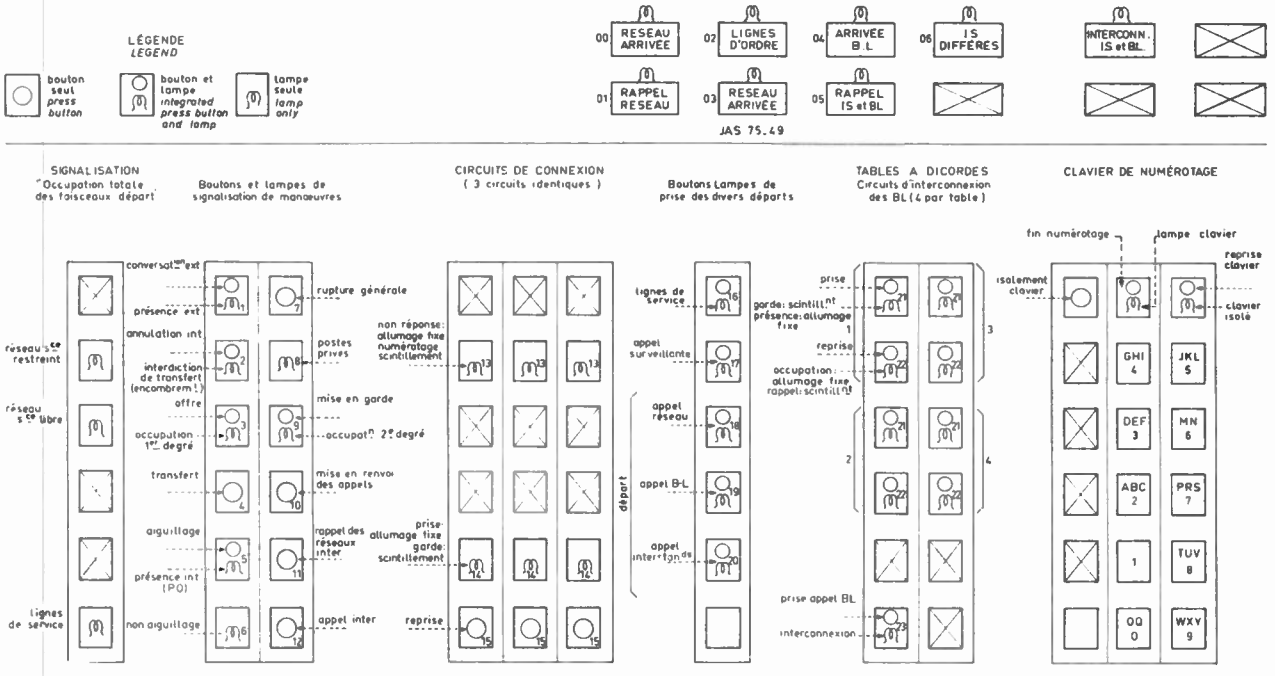


FIG. 3. — Equipement d'une position d'opératrice.

FIG. 3. — Equipment at an operator's position.

A droite des circuits de connexion, cinq boutons-lampes (16 à 20) permettent la prise d'une ligne de la catégorie correspondante. Enfin à l'extrême droite se trouve le clavier avec ses boutons et ses lampes annexes. Un cadran permet à l'opératrice de numéroter en cas de mise hors service du clavier.

La description ci-dessus est celle des positions normales. Quatre positions dirigeuses spécialement désignées ont été dotées, en outre, de quatre dicordes (à deux boutons-lampes chacun) pour l'interconnexion des lignes à batterie locale. Ces positions, en dehors de ce rôle particulier, collaborent par ailleurs avec les autres pour l'établissement des communications de toute nature.

Toute l'exploitation des positions dirigeuses se fait par des pressions sur les boutons de manœuvre et l'observation des signaux lumineux. A titre d'exemple, on trouvera ci-après la

category. At the extreme right is the keyboard with its buttons and associated lamps. A dial is available for the operator in case the keyboard fails.

The above description is that of a normal position. Four specially designed switchboard positions are provided additionally with four double-enders (each with two button-lamps) for the interconnection of local battery lines. These positions, in addition to that special function, co-operate with the others for all kinds of connections.

All operations at the switchboard positions are achieved by operating buttons and observing luminous signals. By way of example, there follows a description of the setting up of an

description de l'établissement d'une communication de départ réseau demandée par un poste contrôlé :

● L'usager du poste ayant formé le chiffre 9, l'appel est aiguillé automatiquement sur une position desservie (fiche de PO enfoncée) et disponible (pas d'opération en cours). L'opératrice se trouve alors mise en relation avec le demandeur par l'intermédiaire d'un de ses circuits de connexion. La lampe 14 du circuit en question s'allume, ainsi que la lampe 1 (présence extérieure) et l'indication « ligne d'ordre ».

● L'opératrice prend note de la demande ainsi que du numéro du demandeur et appuie sur le bouton 7 (rupture générale) qui libère la connexion établie.

● La demande concernant une communication réseau, l'opératrice enfonce le bouton 18 (appel réseau) jusqu'à l'allumage de la lampe incorporée après avoir vérifié que la lampe d'encombrement correspondante n'est pas allumée. Elle est alors connectée à une ligne réseau de départ par l'intermédiaire d'un de ses circuits de connexion et entend la tonalité de numérotation du central public. En même temps la lampe 14 du circuit de connexion s'allume, ainsi que la lampe 1 et la lampe de clavier.

● L'opératrice frappe au clavier le numéro demandé, puis enfonce le bouton « fin de numérotage ». La lampe de clavier s'éteint. La lampe 13 du circuit de connexion scintille pendant la durée des sélections, puis s'allume fixe si le demandé est libre et s'éteint à la réponse de celui-ci.

● L'opératrice rappelle alors le poste demandeur en appuyant sur le bouton 5 (aiguillage) jusqu'à l'allumage de la lampe correspondante. La lampe 1 s'éteint, la lampe de clavier s'allume. Le numérotage s'effectue comme ci-dessus, la lampe 13 donnant la supervision du poste rappelé.

● A la fin des sélections intérieures l'opératrice appuie sur le bouton 4 (transfert). Elle se trouve alors libérée, le poste intérieur étant directement relié au réseau.

A partir de ce moment l'opératrice ne peut plus revenir sur la conversation établie. La libération de cette dernière est sous le contrôle des deux correspondants.

Dans le cas d'un appel d'arrivée (224.22.22.) les choses se passent d'une manière analogue, l'opératrice étant avertie de la nature de l'appel par l'allumage de l'indication « réseau arrivée » Plusieurs cas sont alors possibles suivant la situation du poste demandé :

● Si ce poste est libre, l'opératrice établit la connexion comme ci-dessus en appuyant sur le bouton « transfert ».

● Si le poste est en conversation avec un correspondant intérieur ou extérieur et si aucune autre opératrice n'est en attente sur sa ligne, il y a « occupation au premier degré ». La lampe 3 s'allume. L'opératrice a alors la possibilité de se porter en tiers sur la conversation en cours pour offrir au poste intérieur la communication réseau. Pour ce faire, elle appuie un instant sur le bouton 3. Son intervention se manifeste pour les correspondants en ligne par une tonalité continue particulière dite « tonalité de présence ». Si le demandé accepte la nouvelle communication, il raccroche son poste et l'on se retrouve dans la situation « poste libre ».

Cependant certains usagers ne désirant pas être dérangés en cours de conversation, il est nécessaire que l'opératrice puisse écouler son appel par d'autres moyens lorsque le poste demandé est occupé.

S'il s'agit d'une occupation au premier degré, et si le demandeur est d'accord, l'opératrice met l'appel en attente en appuyant sur le bouton « transfert ». Dans ces conditions la liaison avec le poste intérieur n'est pas opérée, la lampe de prise du circuit de connexion reste allumée. Lorsque la communication en cours se termine, le demandé raccroche. A ce moment la nouvelle connexion s'opère, le demandé est sonné à nouveau automatiquement et le circuit de connexion se libère sans nouvelle intervention de l'opératrice.

outgoing call to the network originating from a controlled extension.

● The user of the extension having dialled 9, the call is directed automatically on to a free position. The operator is then in communication with the caller by way of one of the connection circuits. Lamp 14 of the circuit in question is lit as well as lamp 1 (operation monitoring) and the « service line » indicator.

● The operator makes a note of the number required and the number of the caller and presses button 7 (general disconnection) which breaks down the circuit.

● As the call requires an outside connection, the operator presses button 18 (network call) until the lamp within lights, after having checked that the corresponding engaged lamp is not alight. She is then connected to an outgoing network line by way of one of the connection circuits and hears the dialling tone of the public exchange. At the same time lampe 14 of the connection circuit lights as well as lamp 1 of the keyboard.

● The operator punches up on the keyboard the number required, then presses the button « end of dialling ». The keyboard lamp goes out. Lamp 13 in the connection circuit flickers in the course of the selections then is permanently lit if the number rung is free and goes out when the number replies.

● The operator then rings the calling extension by pressing button 5 until the corresponding lamp lights. Lamp 1 goes out and the keyboard lamp is lit. The dialling is carried out as before, lamp 13 giving a check on the number called.

● At the end of the internal dialling, the operator presses button 4 (transfer). She is then free, the internal extension being directly connected to the network.

From that moment onwards the operator cannot intervene on the conversation in progress : the clearing down of that is a matter for the two speakers.

In the instance of an incoming call (224.22.22.) things happen in a similar way, the operator being warned of the nature of the call by the lighting of the « incoming call » indicator. Various things may then happen according to the condition of the extension being rung.

● If the extension is free, the operator makes the connection as before by pressing the « transfer » button.

● If the extension is in conversation with an internal or external correspondent and if no other operator is across the line, this is « first degree occupation ». Lamp 3 lights. The operator can then join the conversation as a third party as part of the process of offering the external call to the internal extension. To do this she presses for a moment on button 3. Her intervention is made apparent to the speakers on the line by a special continuous tone called the « intrusion tone ». If the extension called accepts the new call he replaces his receiver and from then onwards is again in the « free extension » situation.

However, since some users do not wish to be disturbed in the course of their conversation, it is necessary that the operator should be able to offer the call by other means when the number required is engaged.

If it is an instance of first degree occupation and if the caller agrees, the operator puts the call into a waiting condition by pressing the « transfer » button. In these conditions the connection to the internal installation is not made and the lamp for the connection stays lit. When the conversation in progress ends, the wanted extension replaces his receiver. At that moment the new connection takes place ; the wanted number is rung afresh automatically and the connection circuit is freed without any new action by the operator.

Si, pendant la période d'attente ci-dessus, un autre appel se présente pour le même poste, la deuxième opératrice reçoit la signalisation « occupation au 2e degré » (lampe 9). La mise en attente de ce nouvel appel est alors impossible ; cependant, l'opératrice a encore la possibilité de mettre la ligne extérieure en garde en appuyant sur le bouton 9. Périodiquement, elle peut répéter son appel jusqu'à ce que l'occupation au 2e degré ait disparu. La situation de mise en garde d'un appel est rappelée à l'opératrice par le scintillement de la lampe 14 du circuit de connexion en prise.

2.3. Position de surveillante

La position de surveillante, placée en bout de la travée des opératrices, dispose des facilités habituelles : possibilités d'écoute discrète et de conversation avec les diverses positions.

Elle possède en outre un tableau de boutons rectangulaire dont les colonnes verticales correspondent aux positions d'opératrice, et les lignes horizontales aux diverses catégories de trafic : départ, arrivée urbaine, arrivée interurbaine, rappel de l'inter, etc. Elle peut ainsi affecter individuellement chaque position à telle ou telle catégorie de trafic. Elle est guidée pour cela par un jeu de lampes de surcharge indiquant par leur allumage l'existence d'appels en instance dans les catégories correspondantes.

2.4. L'installation automatique

L'ensemble des organes automatiques est groupé dans une salle d'environ 280 m² située au 3e étage de l'immeuble. La salle des positions manuelles lui est contiguë. La salle du centre des modulations située au même étage, en est séparée par une salle des répartiteurs commune.

La forme en couronne du bâtiment a contraint le constructeur à adopter pour les bâtis d'automatique une disposition radiale. Ces bâtis ne sont donc pas parallèles comme c'est le cas dans les installations classiques, mais font entre eux un angle de quelques degrés.

La figure 4 donne une vue d'ensemble de cette salle d'automatique.

Fig. 4. — Vue de la salle de l'autocommutateur (photo C.G.C.T.).
— View of autoswitch room (photo C.G.C.T.).

3. Les abonnés à fort trafic

Le rattachement au réseau téléphonique d'un abonné à trafic très important tel que la maison de l'ORTF pose à l'Administration des P.T.T. des problèmes particuliers qui ne peuvent être

If, during the waiting period above, another call comes in for the same extension, a second operator receives the signal « second degree occupation » (Lamp 9). It is then impossible to put this new call into the pending condition. However, the operator is still able to hold the external line by pressing button 9. From time to time she can check again until the second degree occupation has disappeared. The situation where a call has been put into storage is kept to the attention of the operator by the flickering of lamp 14 in the holding connection circuit.

2.3. Supervisory position

The supervisory position at the end of the row of operators has the usual facilities, offering the possibility of unobtrusive listening and of conversation with the various positions.

It also includes an array of square buttons in which the vertical columns correspond to the operator positions and the horizontal lines to the various kinds of traffic such as outgoing, incoming local, outgoing and incoming trunks, etc. She can therefore individually associate each position with this or that category of traffic. She is guided for this purpose by an arrangement of overload lamps indicating by their lighting the existence of waiting calls in the corresponding categories.

2.4. The automatic installation

The whole of the automatic devices are grouped in a room of about 280 square metres on the third storey of the building. The room containing the manual position apparatus is next door. The signal switching centre is on the same storey and is separated by a room of common distributors.

The arc shape of the building has caused the manufacturer to use a radial disposition for the automatic units. These units are not therefore parallel, which is the usual circumstance in conventional installations, but make an angle of a few degrees with each other.

Figure 4 gives an overall view of this automatic room.

3. High traffic subscribers

The connection to the telephone network of a substantial traffic load such as that of Broadcasting House poses special problems for the P.T.T. Administration which can only be dealt with by the use of appropriate equipment. The usual telephone exchanges are arranged to serve average traffic subscribers using a single line or at most a few grouped lines. They are not suitable for the servicing of subscribers whose traffic requires dozens of network lines.

The volume of traffic which will flow is really the basis of the design of the equipment for a telephone exchange. The number of equipments which form each of the groups making up the exchange is decided by the traffic handled by the group in question according to conventional formulae based on probability and in such a way as to guarantee in normal times a sufficiently low value of « probability of loss » for a call.

By way of examples, figure 5 represents, reduced to its basic essentials, the diagram of the junction of a Rotary 7B1 autoswitch such as the autoswitch 224 which serves Broadcasting House. It can be seen that in the subscribers outgoing direction the normal subscribers' lines are grouped in a series of 100 by banks in a collection of primary linefinders whose role is to organise their traffic on an appropriate number of junctions. After two other stages of linefinding, the calling subscriber is connected to a recorder which receives his dialling signals and then monitors the functioning of successive selectors which give access to the required line. In the outgoing exchange the primary and secondary selectors choose the destination exchange, that is to say, in the range of 10,000 numbers decided by the

résolus que par l'emploi d'équipements appropriés. Les centraux téléphoniques normaux sont prévus pour desservir des abonnés à trafic moyen disposant d'une ligne individuelle ou, au maximum, de quelques lignes groupées ; ils ne sont pas adaptés à la desserte d'abonnés dont le trafic exige plusieurs dizaines de lignes de réseau.

Le volume de trafic à écouler est en effet la base du calcul de l'équipement d'un central téléphonique. Le nombre d'appareils qui composent chacun des groupes d'organes constituant le central est déterminé par le trafic acheminé par le groupe en question, selon des formules classiques du calcul des probabilités, et de manière à garantir en temps normal une valeur suffisamment faible de la « probabilité de perte » d'un appel.

A titre d'exemple, la figure 5 représente, réduit à ses éléments essentiels, le diagramme de jonction d'un autocommutateur Rotary 7B1 tel que l'autocommutateur 224 qui dessert la Maison de l'ORTF. On voit qu'au départ les lignes normales d'abonnés sont raccordées par séries de 100 sur les bancs d'un groupe de « chercheurs primaires » dont le rôle est de concentrer leur trafic sur un nombre de jonctions approprié. Après deux autres étages de recherche, l'abonné appelant est relié à un enregistreur qui reçoit sa numérotation, puis contrôle le fonctionnement des sélecteurs successifs qui permettront d'atteindre la ligne demandée. Dans le central de départ, les sélecteurs primaire et secondaire font la sélection du central de destination, c'est-à-dire de la série de 10 000 numéros déterminée par le préfixe. Dans le central d'arrivée (qui peut être le central local du demandeur), les sélecteurs tertiaire, quaternaire et final achèvent la sélection de la ligne recherchée. Un groupe de sélecteurs finals écoule le trafic à destination de 200 abonnés normaux ; un groupe de sélecteurs quaternaires écoule le trafic à destination de 10 groupes de sélecteurs finals, soit 2 000 abonnés ; les sélecteurs tertiaires font la sélection entre les 5 groupes de 2 000 abonnés desservis par un même préfixe. Les lignes normales d'abonnés sont reliées à la fois aux chercheurs primaires et aux sélecteurs finals.

A l'heure la plus chargée de la journée, le temps de conversation d'un abonné moyen (qui sert de base au calcul du central) varie dans la Seine de 1,5 à 5 minutes tant au départ qu'à l'arrivée. Les chiffres les plus faibles correspondent aux zones résidentielles de banlieue, les chiffres les plus élevés aux quartiers d'affaires du centre. Dans ces conditions, un groupe de chercheurs primaires comprendra en général de 10 à 20 machines, un groupe de sélecteurs finals de 18 à 35.

Les formules utilisées pour calculer un central sont aussi celles que l'on applique lorsqu'il s'agit de déterminer le nombre de lignes de réseau nécessaires à un abonné important, possédant par exemple, plusieurs centaines de postes supplémentaires Dans ce cas d'ailleurs les lignes sont généralement spécialisées en un groupe de lignes de départ et un groupe de lignes d'arrivée Mais on constate alors une loi bien connue des spécialistes, à savoir que pour une « probabilité de perte » donnée, le trafic qui peut être écoulé par une ligne augmente en même temps que le volume du faisceau dont cette ligne fait partie. C'est ainsi qu'un groupe de 20 lignes peut écouler, dans des conditions satisfaisantes, 680 minutes de conversation, soit autant que 230 lignes d'abonnés moyens — un groupe de 40 lignes peut écouler 1 600 minutes, soit autant que 530 abonnés — un groupe de 50 lignes peut écouler 2 200 minutes, soit autant que 730 abonnés.

Il n'est plus question, à ce moment, de raccorder de tels faisceaux sur des chercheurs primaires ou des sélecteurs finals : pour acheminer correctement le trafic ceux-ci devraient être en nombre au moins égal à celui des lignes elles-mêmes et ne feraient qu'apporter une complication inutile. La solution consiste alors à relier les lignes de départ directement aux chercheurs secondaires, et les lignes d'arrivée sur les bancs des sélecteurs quaternaires ou tertiaires. Un groupement d'une vingtaine de lignes par exemple sera relié aux sélecteurs quaternaires *à la place* du groupe de finals desservant normalement son numéro d'appel ; un groupement de 40 ou 50 lignes sera relié aux sélecteurs tertiaires à la place d'un groupe de quaternaires.

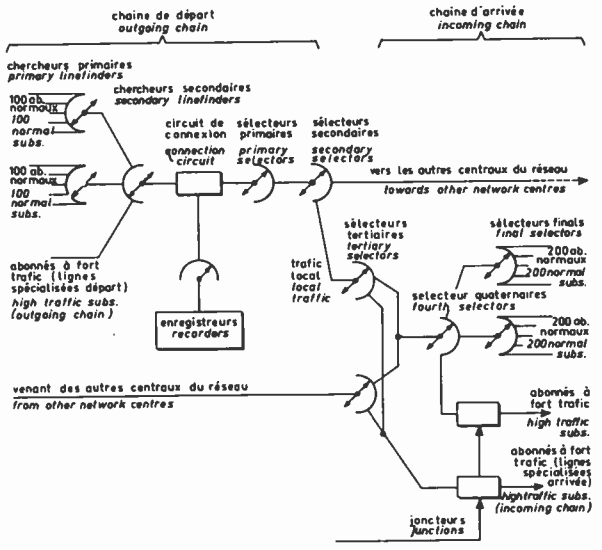


FIG. 5. — Diagramme de jonction (simplifié) d'un autocommutateur Rotary 7B1.

— Schematic (simplified) of a Rotary 7B1 autoswitch.

prefix. In the receiving exchange (which may be the local exchange of the caller) the third and fourth level and final selectors complete the selection of the required line. A group of final selectors directs the traffic to its correct destination from among 200 normal subscribers. A group of fourth level selectors directs the traffic to its correct destination towards 10 groups of final selectors, that is to say from among 2,000 subscribers. The third level selectors make the selection between five groups of 2,000 subscribers associated under a single prefix. The normal subscribers lines are connected at the same time to primary linefinders and final selectors.

At the busiest time of the day, the duration of conversation for an average subscriber (which provides the basis for assessing the needs at the exchange) varies in the Seine Department from 1.5 to 5 minutes, either outgoing or incoming. The lower figures occur in the residential areas of the suburbs, the higher figures in the business areas at the centre. In these conditions a group of primary linefinders consists, in general, of 10 to 20 machines and a group of final selectors of 18 to 35.

The formulae used to assess the needs at an exchange are also those which are used when it is a matter of deciding the number of network circuits that are necessary for a substantial subscriber having, for example, several hundred supplementary extensions. In this case the lines are generally organised into a group of outgoing lines and a group of incoming lines. But note must then be taken of a law well known to the specialists to the effect that for a given « probability of loss » the traffic which can be handled by a line increases in the same ratio as the size of the group of which that line is a part. In this way a group of 20 lines can deal with 680 minutes of conversation in satisfactory conditions, equivalent to the capacity of 230 lines of average subscribers. A group of 40 lines can deal with 1,600 minutes, that is as much as 530 subscribers. A group of 50 lines can deal with 2,200 minutes, that is as much as 730 subscribers.

It is no longer a question then of associating such groups with primary linefinders of final selectors. To correctly handle the traffic these would be at least as numerous as the lines themselves and only involve useless complication. The solution consists of connecting the outgoing lines directly to secondary linefinders and the incoming lines on to banks of fourth level or third level selectors. A grouping of 20 lines, for example, can be connected to fourth level selectors in place of a group of finals normally serving its calling number. A group of 40 or 50 lines will be connected to tertiary selectors in place of a group of fourth level selectors.

On voit qu'on neutralise ainsi, au profit d'un unique abonné, 200 ou 2 000 numéros d'appel et qu'on réduit d'autant la capacité en numéros du central de rattachement. L'opération n'est donc pas sans inconvénient mais elle s'impose pour les raisons que nous venons de voir. Il faut d'ailleurs reconnaître que l'abonné ainsi desservi a, en général à lui seul, un trafic au moins égal à celui des abonnés normaux qui auraient été reliés à sa place.

Des joncteurs spéciaux doivent être équipés sur les lignes d'arrivée ainsi raccordées. Leur rôle est de simuler, vis-à-vis de l'enregistreur, le fonctionnement des sélecteurs qui n'ont pas été installés.

On conçoit aisément que de tels équipements doivent être commandés « sur mesure ». Le mode de raccordement, le nombre et le type des joncteurs, le choix du central de rattachechement ne peuvent être déterminés que lorsque les besoins sont exactement connus. En général d'ailleurs, une certaine extension des organes communs (circuits de connexion, enregistreurs, etc.) doit être prévue afin d'écouler le trafic supplémentaire.

4. La sélection directe des postes à l'arrivée

Toutes les remarques qui précèdent s'appliquent à l'installation téléphonique de la Maison de l'ORTF. Les 107 lignes de départ qui la desservent actuellement sont reliées aux chercheurs secondaires de l'autocommutateur 224 ; les 56 lignes d'arrivée sont atteintes par le niveau des sélecteurs tertiaires qui auraient normalement desservi les abonnés numérotés de 2 000 à 3 999. Ces lignes sont d'ailleurs dès maintenant en nombre insuffisant et vont faire l'objet d'une extension dans le courant de l'année 1965.

Si l'on remarque que les 2 000 numéros ainsi immobilisés correspondent exactement au nombre de postes intérieurs de l'installation on est naturellement conduit d'abord à les affecter aux postes en question pour leur numérotation interne puis à envisager l'appel direct de ces postes à partir de l'extérieur par le préfixe 224 suivi de leur numéro propre.

Ceci suppose bien entendu que le correspondant qui appelle connaît le numéro du poste désiré, ce qui n'est pas toujours le cas ; une partie du trafic d'arrivée reste, de toute manière, écoulée par l'intermédiaire des opératrices et du numéro commun 224.22.22. qui est d'ailleurs le seul à figurer à l'annuaire. Cependant on pouvait penser a priori que cette dernière fraction serait relativement faible, la majorité des appels provenant de correspondants habituels. Cette prévision s'est trouvée confirmée par l'expérience, puisque 80 % du trafic d'arrivée sont actuellement traités en sélection directe. On peut en déduire que l'exploitation en question est très appréciée des usagers.

Aux points de vue technique et économique, la sélection directe présente aussi un certain nombre d'avantages :

— les opératrices de la Maison de l'ORTF étant déchargées du traitement d'un nombre important d'appels d'arrivée, leur nombre peut être réduit d'autant. Il en résulte une économie tant sur les frais d'installation des positions que sur les frais de personnel. En contrepartie, il faut apporter certaines modifications dans l'installation téléphonique privée, l'ensemble de l'opération reste néanmoins bénéficiaire.

— pour tous les appels d'arrivée écoulés par sélection directe, le temps d'occupation des lignes est diminué du délai d'intervention des opératrices. Le rendement de ces lignes est donc amélioré, ce qui permet d'en réduire le nombre. Il en résulte aussi une économie pour l'abonné.

— au central téléphonique de rattachement, il n'est plus nécessaire de simuler par un joncteur les sélections quaternaires et finales. Ces sélections sont effectivement réalisées dans l'installation privée, et celle-ci envoie à l'enregistreur du central

It will be seen that in this way one puts out of action for the benefit of one single subscriber 200 or 2,000 call numbers and to the same extent one reduces the number capacity of the connecting exchange. The operation is not therefore without its disadvantages but it does become necessary for the reasons just explained. It is also necessary to recognise that the subscriber looked after in this way has usually, for himself alone, a traffic at least equal to that of the normal subscribers who would have been connected in his place.

Special junctions must be provided on incoming lines used in this way. Their role is to simulate, as far as the recorder is concerned, the operation of selectors which have not been installed.

It will be easily understood that such equipments must be tailored according to need. The method of setting up, the number and the type of junctions and the choice of the connecting exchange can only be determined when the needs are exactly known. In general, moreover, certain increases of common apparatus (connection circuits, recorders, etc.) must be allowed for in order to look after supplementary traffic.

4. Direct dialling

All the remarks which have gone before apply to the telephone installation at Broadcasting House. The 107 outgoing lines which serve it at present are connected to secondary linefinders of the autoswitch 224. The 56 incoming lines are reached by way of third level selectors which would normally have served subscribers numbered from 2000 to 3999. These lines are already insufficient in number and will be increased during 1965.

If one comments that the 2000 numbers thus made non-available correspond exactly to the number of internal extensions in the installation, one is naturally led first to consider associating the extensions in question with numbers and then to envisage the direct dialling of these extensions from the outside by a prefix 224 followed by their own number.

This, of course, supposes that the correspondent who is calling knows the number of the required extension, which is not always the case. Part of the incoming traffic involves the intermediacy of the operators and the use of the common number 224.22.22 which, moreover, is the only one shown in the directory. However, one can reasonably assume that this latter group will be fairly small, the majority of calls coming from regular callers. This expectation is confirmed in practice because 80 % of the incoming traffic is dealt with by direct dialling. One may deduce from this that the service under discussion is much appreciated by the users.

From the technical and economic points of view direct dialling presents a certain number of advantages :

— the operators at Broadcasting House, being freed from the handling of a large number of incoming calls, can be reduced correspondingly in number. The result of this is an economy in the costs of installation of the positions and in staffing also. On the other hand it involves making certain modifications in the subscribers installation ; overall, however, the operation remains worth while.

— for all incoming calls using direct dialling, the time for which the lines are occupied is decreased by the time otherwise taken up for the intervention of the operators. The efficiency of use of these lines is therefore improved, which means it is possible to reduce their number. There results in this way an economy for the subscriber.

— at the local telephone exchange it is no longer necessary to simulate by a junction the fourth level and final selectors. These selections are made in the subscriber's installation and this supplies corresponding impulses to the recorder of the

téléphonique public les signalisations correspondantes. Les joncteurs en question peuvent donc être supprimés, mais les lignes d'arrivée de l'abonné doivent être réalisées à trois fils au lieu de deux pour assurer l'échange des signalisations.

Outre ces avantages théoriques, il est apparu à l'usage que les équipements ainsi réalisés étaient capables d'écouler dans des conditions acceptables de très fortes pointes de trafic qui auraient été difficiles à absorber avec l'exploitation classique par opératrices. Cette possibilité est particulièrement intéressante à l'ORTF où certains services sont sujets à de brusques afflux d'appels (jeux radiophoniques, Inter-service routes, etc.)

On doit cependant reconnaître que la sélection directe à l'arrivée entraîne aussi un certain nombre de sujétions. Tout d'abord elle suppose que le nombre de postes intérieurs du service ainsi rattaché n'excède pas le nombre de numéros d'abonné que l'on accepte d'immobiliser à son profit. Il doit cependant en rester assez voisin sinon l'opération ne serait plus rentable. D'autre part le fait qu'une partie des chaînes de sélection se trouve reportée chez l'abonné au lieu d'être au central même complique nécessairement les consignes d'entretien et la localisation des dérangements. En pratique, il semble à peu près obligatoire que l'installation de l'abonné soit entretenue par des agents des P.T.T., ce qui suppose qu'il s'agit d'un service public.

Ces conditions résultent de la structure de notre réseau téléphonique et du fait que les numéros nationaux d'abonnés français comportent uniformément 8 chiffres. Elles limitent d'une façon assez stricte le domaine d'application de la sélection directe à l'arrivée. Cependant lorsqu'elles se trouvent réunies, les excellents résultats constatés à la Maison de l'ORTF montrent que l'exploitation en question est une solution très intéressante au problème du rattachement téléphonique des abonnés à fort trafic.

public telephone exchange. The junctions in question can therefore be left out but the incoming lines from the subscriber must be 3-wire circuits instead of 2 to ensure the exchange of impulses.

In addition to these theoretical advantages, it has become apparent in use that equipment designed in this way is capable of handling in an acceptable manner very high peak loads of traffic which would have been difficult to handle in conventional operation using operators. This possibility is particularly important to ORTF where certain services are submitted to a sudden flow of calls (broadcast competitions, inter-service routes, etc.).

It must, however, be recognised that the direct dialling system also involves a certain number of limitations. First, it presupposes that the number of internal service extensions so connected will not exceed the number of subscriber's numbers whose displacement is required for it. It must however remain close enough to this number otherwise the operation will not be efficient. Further, the fact that part of the selection apparatus is transferred to the subscriber instead of being at the exchange itself necessarily complicates the organisation of maintenance and the localisation of faults. In practice it seems more or less essential that the subscriber's installations should be maintained by P.T.T. staff, which leads to the condition that it must be part of the public service.

These circumstances result from the structure of our telephone network and from the fact that the national numbers of French subscribers are always made up of eight figures. This limits fairly strictly the application of direct dialling. However, when everything is taken into account, the excellent results noted at Broadcasting House shown that the method discussed is a valuable solution to the problem of providing telephone connections for high traffic subscribers.

A. GIRINSKI, F. LEPRINCE et P. CAMBOIS
Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques

Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux

2-channel amplified telephone network

1. Dispositif d'interconnexion

1.1. Généralités

L'installation de téléphonie amplifiée de la Maison de l'ORTF est constituée par un ensemble de petits réseaux de postes à haut-parleurs (fig. 1).

— Le plus grand nombre de ces réseaux est formé par des groupes de quelques postes reliés directement entre eux, les communications étant établies par boutons poussoirs.

— Un réseau plus important, comprenant principalement les « positions d'exploitation », a ses liaisons assurées par un central automatique ; les communications entre deux postes sont établies par numérotage au cadran.

Certains petits réseaux sont complètement indépendants ; c'est le cas, par exemple, pour ceux des ateliers de copie. D'autres

1. Interconnection unit

1.1. General

The amplified telephone installation in Broadcasting House is made up of a number of small networks of loudspeaker points (fig. 1).

— Most of these networks are formed by groups of several interconnected sets. Communication between any two sets is established by push buttons.

— A more important network, including particularly the operational positions, uses an automatic exchange. Communications between two units are established by dialling.

Certain small networks are completely independent. This is the case, for example, in the copying workshops. Other networks, principally those of the programme cubicles, have

réseaux, principalement ceux des cabines de programme, possèdent une ligne reliée au central automatique, cette ligne leur permet, sous certaines conditions, d'entrer en communication avec les postes du central automatique.

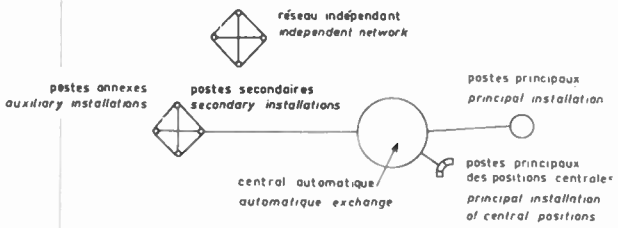


FIG. 1. — Dispositifs d'interconnexion.
— Interconnection devices

1.2. CATÉGORIE DE POSTES

Pratiquement les postes sont classés en trois catégories :

1. *Postes annexes.* Ce sont les postes des petits réseaux, ils ne peuvent communiquer qu'entre eux.

2. *Postes secondaires.* Ce sont des postes annexes possédant une ligne rattachée au central automatique. La prise de cette ligne provoque automatiquement l'appel d'un poste des positions contrôles d'exploitation.

3. *Postes principaux.* Ces postes sont munis d'un cadran et rattachés au central automatique. Tous les postes principaux peuvent s'appeler ou entrer en liaison avec un poste secondaire. Les postes principaux des positions contrôle d'exploitation reçoivent en outre les appels des postes secondaires.

1.3. CENTRAL AUTOMATIQUE

Le réseau de connexion du central automatique est réalisé avec des cadres à barres croisées Pentaconta, assurant chacun 28 niveaux de sélection à 2×4 fils (4 fils modulation, 4 fils de commandes). Ils sont mis en place par des récepteurs-marqueurs qui reçoivent le numérotage cadran des postes principaux (fig. 2).

2. Dispositif de transmission et d'amplification

2.1. GÉNÉRALITÉS ET FONCTIONNEMENT

Du point de vue électronique et transmission, un poste de téléphone amplifié comprend : un amplificateur émission couplé à une ligne sortante, un amplificateur réception couplé à une ligne entrante, un microphone et un haut-parleur comme transducteurs électro-acoustiques ; au repos les amplificateurs ne sont pas alimentés.

Quand l'abonné demandeur obtient son correspondant (soit par l'autocommutateur, soit par liaison directe), une tonalité d'appel se fait entendre dans le haut-parleur du demandé. Celui-ci appuie sur son bouton de prise et aucune autre maneuvre n'est nécessaire pendant la phase conversation qui suit. Les deux abonnés communiquent en restant entièrement libres de leurs mouvements, même à une certaine distance de leur poste si le bruit dans le studio est faible. Le demandeur parle au demandé par l'intermédiaire de son microphone, son amplificateur émission, la ligne aller, l'amplificateur réception et le haut-parleur du demandé. Parallèlement, le demandé répond au demandeur par une autre chaîne identique mais entièrement indépendante. Remarquons que si, exceptionnellement, on a besoin d'un fort gain, on peut l'obtenir en combinaison avec un alternat qui rend la communication unilatérale dans un sens ou dans l'autre afin de ne pas compromettre la stabilité de la boucle.

Nous allons maintenant passer en revue les divers éléments de cette boucle.

a line connected to the automatic exchange. This line allows them, under certain conditions, to communicate with extensions on the automatic exchange.

1.2. CLASSIFICATION OF INSTALLATIONS

In practice the installations are grouped in three categories:

1. *Auxiliary sets.* These are the installations of the small networks : they communicate only among themselves.

2. *Secondary sets.* These are auxiliary installations having a line running to the automatic exchange. The use of this line provides automatic calling of an extension in the operational control positions.

3. *Principal sets.* These installations are provided with a dial and connected to the automatic exchange. All the principal sets can call one another or communicate with a secondary set.

The principal sets of the operational control positions can also receive incoming calls from secondary installations.

1.3. AUTOMATIC EXCHANGE

The connecting network is realized by Pentaconta crossbar equipments, each providing 28 selection levels of 2×4 wires, (4 signal wires, and 4 control wires). They are under control of marker-receivers which operate on dialling impulses from the principal sets (fig. 2).

2. Transmission and amplifying device

2.1. GENERAL AND OPERATIONAL

From the electronic and transmission point of view, an amplified telephone instrument consists of :

A transmitting amplifier coupled to an outgoing line,

A receiving amplifier coupled to an incoming line,

A microphone and loudspeaker as electroacoustic transducers.

When not in use the amplifiers are not powered.

When the calling subscriber obtains his correspondent (by automatic exchange or by direct connection) the calling tone

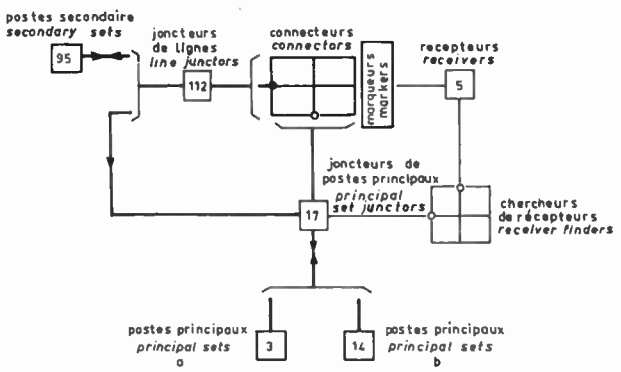


FIG. 2. — Moyenne des liaisons du central automatique.
— Method of connection in automatic exchange.

2.2. Les amplificateurs

Ils sont entièrement à transistors de la série germanium bien connue 2N525. La conception a visé une très grande stabilité des caractéristiques quels que soient les paramètres extérieurs (temps, température, alimentation), grâce à un large usage de la contre-réaction tant au point de vue continu qu'alternatif.

2.2.1. *Amplificateur émission* (fig. 3)

Son rôle est de fournir à la ligne les signaux du microphone, sans les déformer, à un niveau et sous une impédance convenable. Le signal délivré par le micro étant très faible, le bruit d'entrée de l'amplificateur doit être le plus réduit possible, donc le transistor d'entrée fonctionne à faible courant et faible tension.

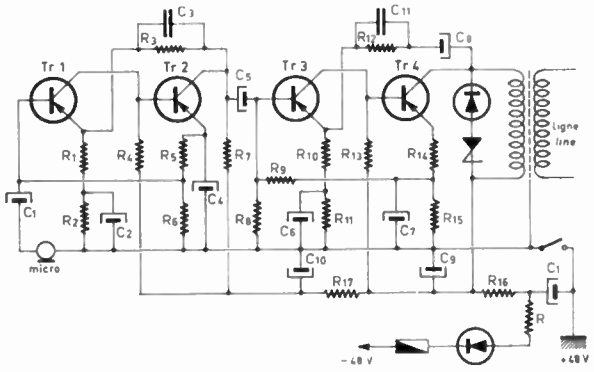


Fig. 3. — Amplificateur-émission.
— Transmitting amplifier.

Deux amplificateurs identiques d'allure à deux transistors sont mis en série. On remarque sur chacun d'eux le réseau de contre-réaction $R_3\ C_3$ et $R_{12}\ C_{11}$. Ces contre-réactions sont sélectives en ce sens qu'elles affaiblissent les fréquences aiguës en dehors de la bande nécessaire.

On remarque aussi le système de polarisation continue en boucle avec couplage direct entre les deux transistors, ce qui assure une excellente stabilité thermique.

Le transformateur de sortie à écran permet d'attaquer la ligne symétriquement sous 200 Ω. Le transistor Tr_4 de sortie est protégé contre les surtensions en ligne par des diodes.

2.2.2. *Amplificateur réception* (fig. 4)

Son rôle est d'offrir à la ligne une impédance de 200 Ω, d'amplifier le signal reçu sans le déformer et de le régler à un niveau convenable dans le haut-parleur. Il comprend un transformateur d'entrée symétrique à écran. Par le contact *j*, on est en position de liaison bilatérale avec un gain réglable par P_1. Par le contact *h*, on est en position de fort gain et d'alternat (un autre contact court-circuite l'amplificateur émission).

L'amplificateur proprement dit comprend un transistor préamplificateur attaquant un transformateur présentant à ses deux enroulements de sortie l'inversion de phase nécessaire au fonctionnement du push-pull série classe B de sortie (transistors Tr_2 et Tr_3. L'étage push et son transformateur d'attaque sont linéarisés par la contre-réaction $R_{13}C_6$.

Cet amplificateur a pour deuxième rôle de fonctionner en oscillateur (quand les contacts *d* et *g* sont ouverts), l'entretien étant assuré par le contact *f* (appel) et le réseau de réaction $R_{12}\ C_5$. Le haut-parleur restitue alors la tonalité correspondant aux fréquences de l'accrochage, ce qui constitue la sonnerie d'appel.

La diode D_1 permet d'avoir un affaiblissement de transmission très grand quand l'amplificateur n'est pas alimenté.

is heard in the loudspeaker of the wanted subscriber. The latter presses his push button and no other operation is necessary during the conversation which follows. The two subscribers speak while remaining entirely free in their movements and even some distance away from their sets if the noise background in the studio is low. The caller speaks to the wanted using his microphone, his transmission amplifier, the outgoing line, the receiving amplifier and the loudspeaker of the wanted subscriber. Correspondingly, the wanted subscriber replies to the caller by another identical but entirely independent chain. If, exceptionally, a very high level is required, this may be obtained by an alternative arrangement which makes the communication unilateral in one sense or the other in order not to upset the stability of the loop.

There follows an account of various elements of this loop.

2.2. The amplifiers

These are entirely transistorised. The transistors are of the well-known germanium type 2N525. The design was arranged for very high stability of characteristics unaffected by external parameters (time, temperature, voltage) by the substantial use of *AC* and *DC*.

2.2.1. *Transmitting amplifier* (fig. 3)

Its function is to feed the microphone signals to line at a convenient level and impedance without distorting them. The signal delivered by the microphone is at low level and the input noise from the amplifier must be as low as possible. The input transistor therefore operates at low current and voltage.

Two identical amplifiers using two transistors are connected in series. The negative feedback networks are made up of R_3C_3 and $R_{12}C_{11}$. These negative feedback circuits are selective in the sense that they attenuate the high frequencies outside the required band. Direct coupling between the two transistors ensures excellent thermal stability.

The screened output transformer provides a balanced connection to the line at 200 Ω. The output transistor TR_4 is protected against line overloads by diodes.

2.2.2. *Receiving amplifier* (fig. 4)

Its function is to offer an impedance of 200 Ω to the line, to amplify the received signal without distortion, and to bring it to a value suitable for the loudspeaker. It includes a balanced

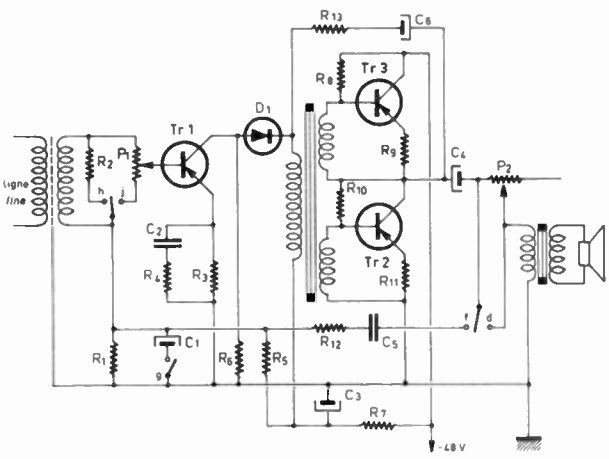


Fig. 4. — Amplificateur réception.
— Receiving amplifier.

2.2.3. *Performances*

	Emission	Réception
Bande passante	de 200 Hz à 10 kHz ± 3 dB	de 200 Hz à 10 kHz ± 3 dB
Impédance d'entrée	>150 Ω	200 ± 20 % Ω
Impédance de sortie	200 Ω ± 20 %	
Gain	75 dB ± 1 dB en tension	18 dB en puissance
Niveau de sortie nominal	3 mW	200 mW
Impédance de charge	200 Ω	2,5 Ω
Distorsion	< 5 %	< 5 %
Bruit de fond	−40 dB (entrée sur 50 Ω)	−60 dB (entrée sur 200 Ω)
Consommation	24 mA	30 mA
Tension alimentation	de 44 V à 52 V	de 44 V à 52 V
Température	de 15 °C à 40 °C	de 15 °C à 40 °C

2.3. Les transducteurs et la stabilité

Ce sont évidemment ces derniers qui imposent la qualité sonore de la liaison, leurs performances de bande passante étant nécessairement inférieures à celles des amplificateurs étant donné le faible volume dont on dispose.

Néanmoins le haut-parleur (type C10 Elipson), de diamètre 10 cm, est pourvu d'une petite enceinte (1 dm³) à deux cavités résonnantes ce qui lui confère une bonne régularité de la bande passante et une bonne reproduction de la parole.

Le microphone (76A Bouyer Melodium) est du type anti-Larsen. Il est fixé au bout d'une tige flexible et, du fait de sa forte directivité, le haut-parleur se trouve placé dans une zone

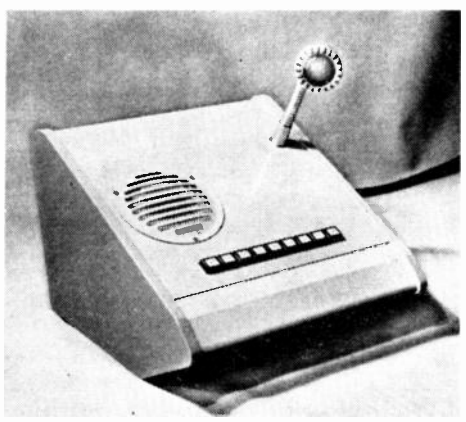


Fig. 5. — Poste de téléphonie amplifiée.
Amplified telephone set.

screened input transformer. Contact *j* provides two-way connection with a gain which can be ajusted by P_1. Contact *h* gives the one-way position (another contact short circuits the transmitting amplifier) and provides high gain.

The amplifier consists of a transistorised pre-amplifier driving a transformer producing on its two output windings the phase inversion necessary for the operation of the push pull class *B* output. (Transistors TR_2 and TR_3). The push pull stage and its input transformer are linearised by negative feedback R_{13} C_6.

This amplifier has a secondary role in operating as an oscillator (when the contacts *d* and *g* are open), the operation being obtained by contact *f* (calling) and the feedback network R_{12} C_5.

Diode D_1 provides a very high transmission attenuation when the amplifier is not powered.

2.2.3. *Performance*

	Transmission	Reception
Pass Band	200 cycles to 10 kc/s ± 3 dB	200 cycles to 10 kc/s ± 3 dB
Input impedance	>150 Ω	200 ± 20 % Ω
Output impedance	200 Ω ± 20 %	
Gain	75 dB ± 1 dB in voltage	18 dB in powe
Nominal output level	3 mW	200 mW
Load impedance	200 Ω	2.5 Ω
Distortion	<5 %	<5 %
Background noise	—40 dB (input on 50 Ω)	—60 dB (input on 200 Ω)
Consumption	24 mA	30 mA
Supply voltage	44 V – 52 V	44 V – 52 V
Temperature	15 °C – 40 °C	15 °C – 40 °C

2.3. Transducers and stability

It is obviously the transducers which limit the sound quality of the system because their performance in the bandwidth is necessarily less than that of the amplifiers having regard to the limited volume available.

Nevertheless the loudspeaker (type C10 Elipson) with a diameter of 10 cm is provided with a tiny enclosure (1 dm³) having two resonant cavities, and this gives reasonable flatness to the bandwidth and good reproduction of speech.

The microphone (76A Bouyer Melodium) is an anti-Larsen type. It is fixed at the end of a flexible shaft and by virtue of its marked directivity the loudspeaker can be placed in a zone

où le couplage acoustique est très faible, repoussant ainsi le seuil d'apparition de l'effet Larsen ; microphone et haut-parleur permettent une liaison bilatérale très sûre.

Le microphone dispose d'une bonne linéarité dans la même bande que le haut-parleur.

2.4. La réalisation

Les composants électroniques sont disposés sur circuits imprimés aisément accessibles. L'ensemble (haut-parleur, amplificateurs, circuits de commutation) est monté dans un coffret en ébénisterie ou sur une platine encastrée. Le haut-parleur est à l'extérieur, en haut d'une tige flexible (fig. 5).

where the acoustic coupling is very weak so avoiding the threshold for the appearance of the Larsen effect and allowing free and secure two-way operation.

This microphone has a good linearity over the same band as the loudspeaker.

2.4. Construction

The electronic components are fixed on easily accessible printed circuits. The assembly of loudspeaker, amplifiers, and switching circuits is mounted in a cabinet or on an enclosed panel. The loudspeaker is outside at the top of a flexible shaft (fig. 5).

J. LEON,
Directeur Général
Sté ELIPSON

Y. DRAPIER et H. OPPICI.
Laboratoire Général des Télécommunications (L.G.T.)

Meuble récepteur d'écoute à transistors

1. Conditions d'utilisation

Le meuble d'écoute à transistors conforme aux spécifications ORTF SE/5 A 73 B est destiné à assurer l'écoute de la modulation dans les différents services de la Maison de l'ORTF.

Cet ensemble est réuni au CDM par deux circuits : un circuit de modulation basse fréquence au niveau de +6 ou 22 dB et un circuit de télécommande de la grille de distribution des écoutes.

La télécommande est réalisée par cadran téléphonique et par deux boutons poussoirs (marche et arrêt) comme indiqué figure 1. Le cadran téléphonique permet d'actionner un autocommutateur à barres croisées (système Penta Conta) sélectionnant le programme ou le studio désiré.

Au CDM, un tableau de contrôle de tous les meubles d'écoute est prévu ; il permet l'extinction individuelle ou générale.

Etant donné la possibilité de fonctionnement sans télécommande (par commutation à l'arrière de l'ébénisterie), cet ensemble permet toute écoute de modulation de niveau compris entre + 6 et + 22 dB.

Au niveau + 6 dB correspond une puissance de sortie de 1 W à 1 000 Hz.

Transistorised loudspeaker unit

1. Condition of use

This transistorised loudspeaker unit made to specifications ORTF SE5 and 73B is intended for the monitoring of signals in the various services of Broadcasting House.

The unit is connected to the Main Dispatching Centre (C.D.M.) by two circuits :

— an audio-frequency circuit of +6 or 22 dB.

— a remote control circuit from the audio distribution gri.

Remote control is by telephone dial and by two push buttons (start and stop), as indicated in figure 1.

The telephone dial operates on an autoswitch of the Pentaconta system, choosing the programme or the studio desired.

At the C.D.M. there is a control panel showing all the listening units : it can switch them individually or collectively. The device can operate without remote control (by switching at the back of the cabinet) and can handle signals at all levels between +6 and +22 dB.

The +6 dB level corresponds to an output power of 1 watt at 1 000 cycles.

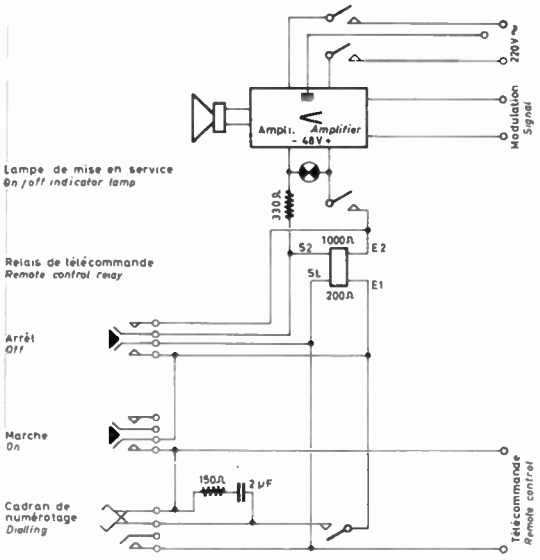


FIG. 1. — Schéma du meuble récepteur d'écoute.

Nota : Ce schéma ne comprend pas les dispositifs pour utilisation indépendante sans télécommande.

— Circuit diagram of the loudspeaker unit.

Nota : This diagram do not give the device for independant use without remote control.

2. Conception générale

La réalisation du meuble d'écoute destiné à être utilisé par les services de la Maison de l'ORTF à Paris a été effectuée par la Société LGT en collaboration, pour la partie acoustique, avec la société ELIPSON.

La conception du coffret tient compte des impératifs que l'on rencontre habituellement dans toute enceinte de haut-parleur.

Le montage d'un haut-parleur dans son enceinte présente quelques difficultés du fait que la cavité ainsi constituée agit non seulement dans le registre aigu par suite de réflexions parasites quand la longueur d'onde est plus petite que les dimensions de l'enceinte, mais surtout dans le registre grave où le volume résonnant est générateur du phénomène caractéristique de « traînage », sensible surtout dans les régimes transitoires. Quelque soit l'amortissement que l'on recherche à obtenir en répartissant à l'intérieur de l'enceinte un matériau absorbant, que ce soit du feutre, de la laine de verre, du coton, on ne peut supprimer totalement ce défaut.

La Société ELIPSON, après une longue étude, a adopté un dispositif acoustique breveté qui permet, dans la mesure où l'ensemble est judicieusement réglé, de faire disparaître les défauts de l'enceinte dans le registre grave. La tonique caractéristique des meubles de haut-parleur est alors complètement supprimée.

Le principe de base du dispositif consiste à coupler au volume principal un volume secondaire qui, judicieusement accordé, résonne en opposition de phase avec le volume principal. Ce dispositif agit à des fréquences où le haut-parleur fonctionne en piston pur, il permet d'ajuster à une valeur convenable le facteur d'amortissement de l'ensemble.

La cavité secondaire peut être considérée comme un circuit constitué par une self, une capacité et une résistance. La difficulté est d'équilibrer, du point de vue acoustique, ce circuit comportant un volume clos présentant une ou plusieurs perforations partiellement obturées par un tissu de nylon à mailles laches qui, laminant l'air, représente la résistance.

2. General concept

The design of the listening unit intended for general use at Broadcasting House, Paris, has been carried out by the Société L.G.T. in collaboration, as far as the acoustic part is concerned, with the Société ELIPSON.

The design of the cabinet takes into account the requirements which arise in any loudspeaker enclosure.

The mounting of a loudspeaker in its enclosure presents various difficulties because the cavity so formed has an effect not only in the high frequency zone as a result of parasitic reflections when the wavelength is smaller than the dimensions of the enclosure, but, especially, in the lower register where the resonant enclosure produces the characteristic phenomenon of boom, particularly on transients.

Whatever damping may be obtained by lining the enclosure with absorbent material, such as felt, glass-wool, or cotton wool, this fault cannot be totally avoided.

After long investigation the Société ELIPSON has developed a patented acoustic arrangement which gets rid of the enclosure faults in the lower register if the whole arrangement is carefully planned. This characteristic of loudspeaker units is then completely suppressed.

The basic principle of the device consists of associating with the principal enclosure a secondary enclosure which, carefully chosen, resonates in phase opposition to the principal enclosure.

This arrangement acts at frequencies where the loudspeaker operates as a pure piston and allows for the adjustment of the damping factor of the assembly to a convenient value.

The secondary cavity can be considered as a circuit composed of an inductance, a capacity and a resistance. The difficulty is to balance this circuit from the acoustic point of view. It is made up of an enclosure having one or more perforations partially blocked by a nylon mesh tissue which, by splitting up the air into layers, represents the resistance.

Theoretically any loudspeaker enclosure ought to be made up in an irregular shape. The use of plane surfaces has a tendency to give rise to parasitic vibrations which substantially disturb the response curve of the whole assembly. It is the fact, however, that a straight-sided regular enclosure, equipped with the device described, has much less tendency to enter into this kind of

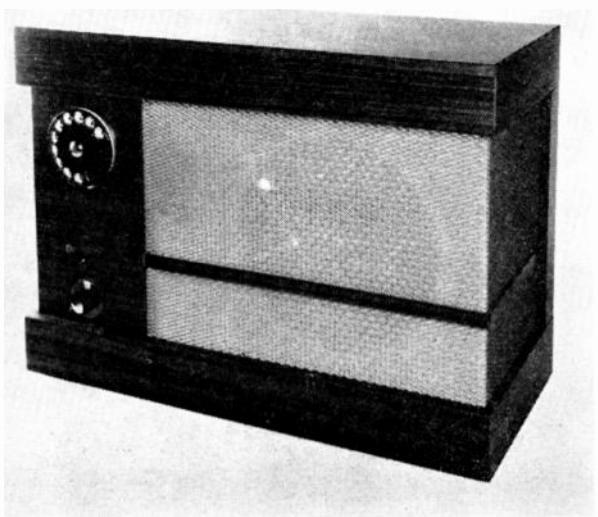


FIG. 2. — Meuble récepteur d'écoute.

— Loudspeaker unit.

Théoriquement toute enceinte de haut-parleur devrait être constituée par des figures non développables. L'utilisation de plans a tendance, en effet, à donner naissance à des vibrations parasites qui pertubent d'une manière très sensible la courbe de réponse de l'ensemble. Il est à remarquer toutefois qu'une enceinte parallélépipédique, équipée du dispositif préconisé a beaucoup moins tendance à entrer en vibration qu'une enceinte ordinaire, du fait de l'action très sensible de la deuxième cavité.

Suivant ces considérations, le meuble d'écoute de l'ORTF est avant tout une enceinte de qualité, il contient aussi un amplificateur et des dispositifs de raccordement.

L'amplificateur, le haut-parleur et les organes annexes sont montés dans l'ébénisterie (voir figures 2 et 3) fermée à l'arrière par une face métallique servant aussi de radiateur aux transistors de puissance.

Les dimensions hors tout sont :

— largeur 500 mm

— hauteur 370 mm

— profondeur 225 mm

Le poids de l'ensemble est de 17 kg.

A l'avant, en plus de l'ouverture du haut-parleur, sont les organes de commande de l'amplificateur :

— boutons poussoirs de mise en marche et d'arrêt

— commutateur d'ajustage de gain. Ce commutateur est à bonds de 3 dB et réalise simultanément les courbes de préaccentuation reproduites figure 4. Il comprend une position d'affaiblissement « infini ».

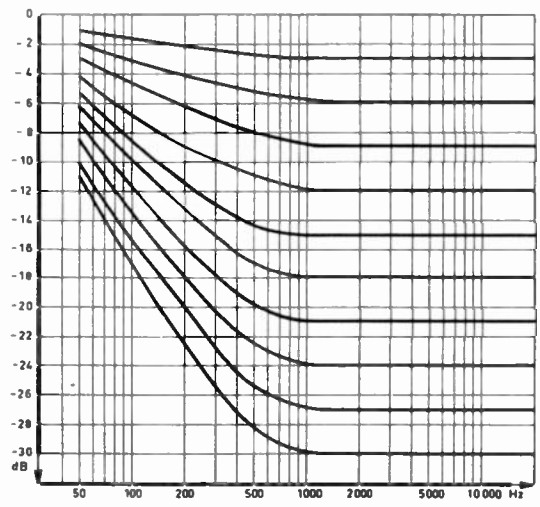


FIG. 4. — Courbe d'affaiblissement du potentiomètre.

— Potentiometer attenuation curve.

— cadran téléphonique de sélection de modulation et voyant indiquant la mise sous tension.

Sur la face arrière, plaque en alliage léger peinte en noir sur laquelle sont montés :

— un inverseur permettant l'utilisation du meuble en l'absence de télécommande.

— une prise de raccordement « secteur » et « modulation et télécommande » du type Radio Air.

— trois fusibles, deux protégeant les deux phases du secteur, un protégeant le « plus » alimentation interne.

— deux transistors du push pull de sortie et un transistor de l'alimentation régulée.

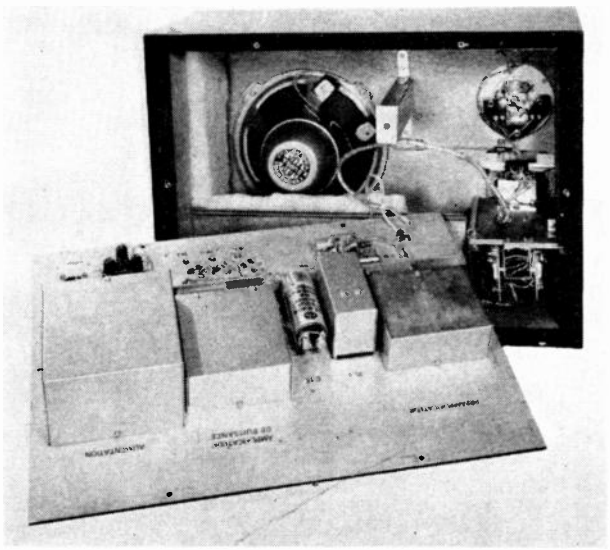


FIG. 3. — Meuble récepteur d'écoute, platine arrière ouverte.

— Loudspeaker unit, back panel open.

vibration than an ordinary enclosure on account of the marked effect of the second cavity.

With these considerations in mind, the ORTF loudspeaker unit is, above all, a high quality enclosure. It contains also an amplifier and connecting devices.

The amplifier, the loudspeaker and the other components are mounted in a cabinet (Fig. 2 and 3), closed at the back by a metal plate which serves also as a radiator for the power transistors.

The overall dimensions are :

— width 500 mm

— height 370 mm

— depth 225 mm.

The weight of the unit is 17 kg.

At the front, in addition to the loudspeaker opening, are the controls for the amplifier :

— a start button

— a stop button

— a gain adjusting switch. This switch is in steps of 3 dB and controls the pre-emphasis at the same time as shown in Figure 4. It includes an « infinite » attenuation position

— a telephone dial for the selection of the signal

— a power-on lamp.

On the back panel, which is a sheet of light alloy painted black, are :

— a changeover switch for the use of the unit without remote control

— a mains socket : type Radio Air

— a socket for the incoming signal and the remote control : type Radio Air

— fuses, 2 for the two phases of the mains, 1 for the positive line of the internal supply

— 2 push pull output transistors

— 1 transistor in the regulated power supply.

L'amplificateur proprement dit est composé de 3 blocs enfichables supportés par la face arrière : le préamplificateur, l'amplificateur de puissance (sauf les deux transistors de sortie) et l'alimentation (sauf le transistor série de puissance) (fig. 3).

Le commutateur de réglage de gain et les éléments réalisant les différentes courbes de préaccentuation sont montés sur plaquette séparée enfichable sur la face avant, à l'intérieur du meuble.

Toute la partie gauche de l'ébénisterie sous le haut-parleur est réservée au résonateur.

L'accord total de l'ensemble étant ainsi réalisé, la courbe de réponse globale « amplitude/fréquence » relevée en chambre sourde permet de constater une excellente régularité (voir fig. 5).

La courbe d'impédance motionnelle indique qu'il n'existe aucune vibration parasite (fig. 6)

Les mesures par impulsions prouvent, par ailleurs, que le « traînage » habituel des meubles est pratiquement éliminé.

The amplifier itself is made up of three plug-in units supported by the rear panel (Fig. 5).

These three units are : the preamplifier ; the power amplifier (except the two output transistors) and the power supply (except the power transistor).

The gain regulating switch and the components providing the different pre-emphasis curves are mounted on a separate plug-in sub-panel on the inside of the front of the unit.

All the left-hand part of the cabinet under the loudspeaker is reserved for the resonator.

When the assembly is complete, the overall response curve for amplitude against frequency, taken in a dead room, shows excellent regularity (Fig. 5).

The motional impedance curve shows that there is no parasitic oscillation (Fig. 6).

Pulse measurements show that boom in these units is pratically eliminated.

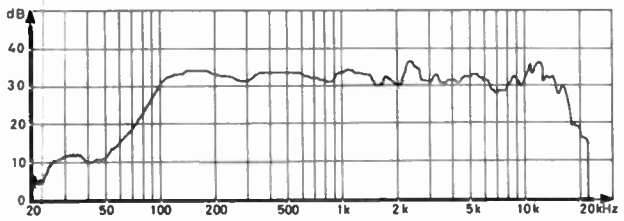


FIG. 5. — Courbe de réponse globale amplitude-fréquence.

— Overall amplitude/frequency response curve.

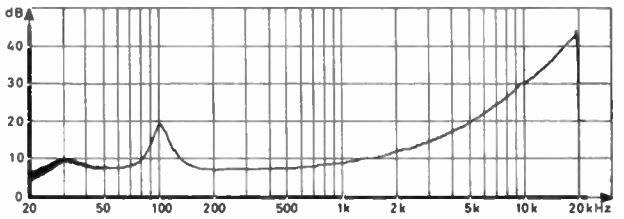


FIG. 6. — Courbe d'impédance motionnelle.

— Curve showing dynamic impedance.

3. Caractéristiques électriques

3.1. PRÉAMPLIFICATEUR CORRECTEUR

Le préamplificateur est prévu pour travailler sur des sources d'impédance inférieures ou égales à 600 Ω. L'entrée est symétrique et à haute impédance. Le 1er étage est un transformateur suivi d'un transistor PNP germanium fonctionnant en collecteur commun ; son impédance d'entrée en module est supérieure à 15 kΩ dans la bande 40 - 15 000 Hz.

Le montage en collecteur commun a permis d'insérer dans l'émetteur du transistor d'entrée l'atténuateur de gain réalisant des affaiblissements de 3 dB de 0 à — 30 dB avec une position d'affaiblissement infini. Le courant dans le transistor d'entrée est de 3 mA.

En l'absence de polarisation (amplificateur éteint), le transistor, se comportant comme une diode, charge la ligne de modulation par l'intermédiaire du transformateur, il y apporterait une distorsion non négligeable pendant les alternances positives (environ 4 % sur une source de 600 Ω) si un relais ne déconnectait pas la ligne d'entrée quand l'amplificateur est éteint ou quand, pour une raison quelconque, la polarisation vient à disparaître sur les étages d'entrée.

Le transformateur d'entrée est réalisé suivant la technique habituelle des transformateurs à haute impédance. Les bobinages avec écrans électrostatiques ont une capacité primaire/secondaire, inférieure à 10 pF. La réponse en fréquence du transformateur d'entrée est linéaire de 40 à 15 000 Hz à ± 0,5 dB.

L'atténuation de gain est accompagnée d'une modification de la courbe de réponse ; des préaccentuations sont réalisées en agissant sur la contre-réaction alternative d'un étage à deux transistors liaison continue et sur la liaison de celui-ci avec

3. Electrical characteristics

3. 1. EQUALISING PREAMPLIFIER

The preamplifier is arranged to work from impedance source equal to or less than 600 Ω.

The input is balanced and of high impedance.

The first stage has a transformer followed by a PNP germanium transistor operating with common collector. Its input impedance is in excess of 15,000 Ω in the band 40 - 15,000 cycles.

The common collector arrangement makes it possible to insert the gain control in the emitter of the input transistor. The gain control has attenuation steps of 3 dB from 0 to — 30 dB with a position of infinite attenuation. The current in the input transistor is 3 mA.

In the absence of polarisation (amplifier switched off) the transistor, conducting as a diode and appearing through the transformer across the signal circuit, could cause significant distortion during positive half-cycles (about 4 % on a 600 Ω source). A relay therefore disconnects the input line when the amplifier is switched off or when for any reason the polarisation on the input stages disappears.

The input transformer is designed according to the usual high impedance transformer technique.

The windings, with electrostatic screens, have a capacity between primary and secondary, less than 10 pF. The frequency response of the input transformer is linear from 40 to 15,000 cycles at ± 0.5 dB.

The gain attenuation is accompanied by a change of the response curve.

l'étage d'entrée, les courbes de réponse obtenues sont représentées figure 4. En outre, une préaccentuation de 1 600 μs aux basses fréquences compense la baisse de rendement du haut-parleur.

Un étage supplémentaire est intercalé entre l'étage correcteur et l'amplificateur de puissance. Le courant dans ce transistor d'adaptation est de 6 mA.

3.2. Amplificateur de puissance

L'étage de sortie employé est du type appelé « Single Ended Push pull » ou « Push pull quasi complémentaire ». Ce schéma maintenant très classique* a déjà donné satisfaction sur des amplificateurs d'ordres (2 W de sortie) à transformateur de sortie. Pour notre meuble d'écoute à haut-parleur incorporé, on a supprimé le transformateur de sortie.

La réponse en fréquences est fonction, aux basses fréquences, de la capacité de sortie et aux hautes fréquences, de la fréquence de coupure des transistors.

Les transistors de sortie sont des B 1085. Les transistors classiques de forte puissance au germanium se sont toujours avérés insuffisants à forte puissance du fait de leur faible fréquence de coupure. Avec les B 1085 à fréquence de coupure supérieure à 20 kHz, la bande passante obtenue est de 40 à 15 000 Hz $\pm$ 1 dB.

L'impédance de sortie à 40 Hz est 1,7 Ω pour haut-parleur 8 Ω (type 215 S RTF Supravox).

A noter, avec le montage quasi complémentaire et des transistors de puissance à fréquence de coupure élevée (> à 20 kHz), la contre réaction n'effectue aucune correction supplémentaire.

L'amplificateur est parfaitement stable quelle que soit la nature de l'impédance de charge.

En cas de court-circuit, même à pleine puissance, le courant dans les transistors de sortie ne dépasse pas 1,5 A et le fusible d'alimentation calibré à 0,8 A, bien que retardé, protège parfaitement l'ensemble.

3.3. Alimentation et radiateur

Le bloc alimentation comprend un transformateur à écran, un redressement en pont par diodes au silicium, un filtrage par diodes capacités et une régulation.

La tension régulée ($\pm$ 1 % de 0 à 800 mA pour $\pm$ 10 % de variation de la tension d'entrée) est directement appliquée à l'étage de puissance. Les étages préamplificateurs sont alimentés à travers les réseaux RC. L'amplificateur de sortie fonctionnant en classe B, des précautions sont prises pour éviter toute réaction de l'étage de puissance sur les étages préamplificateurs par les lignes d'alimentation.

Toutes les lignes masses sont reliées au châssis métallique en un seul point.

Le radiateur pour les transistors de puissance est la face arrière en alliage AG3 peinte en noir. La puissance maximale dissipée est de 14,4 W.

3.4. Résultats de mesures

Les différentes figures donnent les caractéristiques principales de l'ensemble amplificateur.

Toutes les mesures sont effectuées avec l'amplificateur de puissance chargé par une résistance pure de 8 Ω et une impédance de source de 600 Ω.

(*) Transistor Manual, de la GECo, chap. 9, High fidelity circuits.

Pre-emphasis is achieved by modifying the feedback of a two-transistor direct-coupled stage and the connection of this whith the input stage. The response curves obtained are shown in Figure 4. In addition a pre-emphasis of 1,600 ms at the lower frequencies compensates for the falling-off of output in the loudspeaker.

A supplementary stage is interposed between the equaliser stage and the output amplifier. The current in this coupling transistor is 6 mA.

3. 2. Power amplifier

The output stage used is the type called « Single-ended push-pull ». This circuit has already been found satisfactory on control amplifiers (2 W output) with transformer output. For this unit, with its incorporated loudspeaker, the output transformer is omitted.

This circuit is nowadays well established*.

At low frequencies the response is a function of the output capacity and at high frequencies a function of the cut-off frequency of the transistors.

The output transistors are the B.1085 type. High power germanium transistors have always proved inadequate at high power because of their low cut-off frequency.

With the B.1085 the passband obtained with a cut-off frequency above 20 kc/s is from 40 to 15,000 cycles $\pm$ 1 dB.

The output impedance at 40 cycles is 1.7 Ω for an 8 Ω loudspeaker (type 215 S RTF Supravox).

It is to be noted that using single-ended push-pull circuit and with power transistors of high cut-off frequency (in excess of 20 kc/s) negative feedback makes no supplementary correction.

The amplifier is perfectly stable whatever may be the nature of the load impedance.

In the case of short circuit event at full power, the current in the output resistance does not rise above 1.5 A and the supply fuse, set for 0.8 A but delayed, protects the unit perfectly.

3. 3. Power supply and radiator

The supply unit includes a screened transformer, a bridge rectifier using silicon diodes, filtering by capacity diodes and regulation.

The regulated voltage (effectiveness $\pm$ 1 % for $\pm$ 10 % input voltage and from 0 to 800 mA) is directly applied to the power stage. The preamplifier stages are fed through the RC networks. The output amplifier operates in class B and care is taken to avoid any feedback from the power stage to the preamplifier stages by way of the supply wiring.

All the earth circuits are connected to the metal chassis at a single point.

The radiator for the power transistors is the rear panel in AG3 alloy painted black. The maximum dissipated power is 14.4 W.

3. 4. Measured performance

The following figures give the principal characteristics of the amplifier.

All the measurements are made with the power amplifier loaded by a pure resistance of 8 Ω and with a source impedance of 600 Ω.

(*) Transistor Manual, GECo, chap. 9, High fidelity circuits.

Impédance de sortie

Fréquence	Impédance de sortie
40 Hz	1,78 Ω
1 000 Hz	0,71 Ω
15 000 Hz	1,1 Ω

Gain

Pour des affaiblissements nuls du commutateur d'ajustage de gain, le gain à 1 000 Hz est tel que la puissance de sortie de 1 W soit obtenue avec un niveau d'entrée compris entre + 4 et + 6 dB : gain en puissance 40 dB.

Distorsion harmonique

Ces mesures sont effectuées avec millivolmètre-distorsiomètre LEA.

Fréquence	Puissance de sortie	
	1 W	6 W
50 Hz	0,52 %	1,1 %
1 000 Hz	0,11 %	0,3 %
15 000 Hz	0,32 %	0,92 %

Pour une puissance de sortie de 9 W à 1 000 Hz le taux de distorsion harmonique atteint 1 %.

Courbe de réponse

De 2 000 Hz à 40 Hz, la courbe de réponse (à toutes les puissances) est conforme aux courbes reproduites figure 4.

De 2 000 Hz à 15 000 Hz la courbe de réponse est une droite à ±1 dB.

à 100 kHz l'affaiblissement est de 8 dB

à 200 kHz l'affaiblissement est de 17 dB

La réponse aux très basses fréquences ne présente aucune remontée.

Le déphasage maximal de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est de 18° à 15 kHz.

Output impedance

Frequency	Z
40 cycles	1.78 Ω
1,000 cycles	0.71 Ω
15,000 cycles	1.1 Ω

Gain

For zero attenuation in the gain adjusting switch, the gain at 1,000 cycles is such that the output power of 1 W is obtained with an input level within the range + 4 and + 6 dB : power gain 40 dB.

Harmonic distorsion

The following measurements were made with a LEA millivoltmeter/distorsion meter.

Frequency	Output power	
	1 W	6 W
50 cycles	0.52 %	1.1 %
1,000 cycles	0.11 —	0.3 —
15,000 cycles	0.32 —	0.92 —

For an output of 9 W to 1,000 cycles the harmonic distortion level reaches 1 %.

Response Curve

From 2,000 cycles to 40 cycles the response curve (at all powers) follows the curves shown in Figure 2.

From 2,000 cycles to 15,000 cycles the curve is flat to ± 1 dB.

At 100 kc/s the attenuation is 8 dB.

At 200 kc/s the attenuation is 17 dB.

The response at very low frequencies has no rise.

The peak phase shift of output voltage in relation to input voltage is 18° at 15 kc/s.

G. HEMART
Ingénieur au Laboratoire Industriel d'Electronique Edouard-Belin
Engineer at the Laboratoire Industriel d'Electronique Edouard-Belin

Dispositif d'insertion téléphonique

1. Introduction

Dans de nombreuses émissions de Radiodiffusion ou de Télévision, on est conduit à émettre en direct une conversation téléphonique établie entre un correspondant local placé dans le studio, origine de l'émission, et un correspondant éloigné utilisant son poste téléphonique classique et sa ligne normale d'abonné. C'est cette opération qui est désignée sous le vocable « insertion téléphonique ».

Les difficultés résident dans le fait que les caractéristiques des lignes ne sont pas connues à l'avance, et que les deux correspondants délivrent des modulations présentant des écarts de niveaux qui sont souvent très importants ; des mesures ont montré que ces écarts pouvaient atteindre 30 à 35 dB.

Si nous voulons introduire cette conversation sur une chaîne de Radiodiffusion, nous devons amplifier la modulation d'un niveau faible du correspondant éloigné afin de l'amener au même niveau que celle du speaker local, ou mieux, séparer les deux modulations afin d'égaliser aisément leur niveau.

Différents systèmes permettent de réaliser cette opération : transformateur différentiel, commutateur électronique, etc. L'efficacité de ces systèmes est très liée à l'impédance de la ligne (module et phase).

La solution adoptée par les services techniques de l'ORTF a permis de réaliser un dispositif indépendant de la ligne utilisée.

2. Principe de l'appareil

Pour conserver l'ambiance de l'émission, la modulation destinée à la liaison téléphonique est délivrée par le microphone du combiné.

La modulation du correspondant local qui alimente une voie du pupitre de prise de son est issue d'un microphone normal de studio. Une autre voie reçoit le correspondant éloigné lorsque le correspondant local ne parle pas. Le mélange des modulations des deux correspondants, destiné à « passer » sur l'antenne et l'égalisation de leurs niveaux se font par le jeu des atténuateurs du pupitre de prise de son.

Un premier dispositif de court-circuit (porte réception) bloque, à l'entrée du pupitre, la modulation venant du correspondant éloigné lorsque le correspondant local parle.

Les bruits ambiants du studio et les bruits de respiration du correspondant local captés par le microphone du combiné téléphonique produisent sur la ligne une modulation parasite dont l'effet de masque nuit à l'intelligibilité du correspondant éloigné, lorsque ce dernier est reçu faiblement.

Pour remédier à cet inconvénient, un second dispositif (porte émission) court-circuite le microphone du combiné téléphonique du correspondant local, lorsque ce dernier ne parle pas.

Telephonic insertion equipment

1. Introduction

In many radio and television transmissions there is a wish to include directly a telephone conversation between a local correspondent in the studio where the transmission is originating, and a distant correspondent using his ordinary telephone and his normal subscriber's line. This is the operation which is called « telephonic insertion ».

The difficulties lie in the facts that the characteristic of the line is not known in advance and that the two speakers produce signals which are different in level and often widely different in level. Measurements have shown that these differences can be as high as 30-35 dB.

It follows that if this conversation is going to be introduced into a broadcasting chain the low-level modulation from the distant speaker must be amplified to bring it up to the same level as that of the local speaker or the two signals must be separated so that their levels can be easily controlled.

Various ways of doing this exist, such as the use of a hybrid transformer or an electronic switch. The effectiveness of those systems is very much dependent upon the impedance of the line, both in its module and in its phase.

The technical services of ORTF have produced an equipment which is independent of the characteristics of the line to be used.

2. Principle of the equipment

In order to retain the atmosphere of the transmission, the modulation associated with the telephone call is delivered by the microphone of the handset.

The modulation from the local speaker which feeds one channel of the sound control desk is provided by the normal studio microphone. Another channel receives the distant subscriber when the local voice is not speaking. The mixture of the signals from the two speakers, required for the transmission, and the balancing of their separate levels is achieved by the operation of the attenuators in the sound control desk.

A short-circuiting device (the « reception gate ») blocks, at the input to the desk, signals coming from the distant correspondent when the local correspondent is speaking.

Ambient studio noise and the sounds of breathing from the local correspondent picked up by the microphone and the telephonic handset would produce on the line an unwanted modulation damaging the intelligibility of the distant correspondent when the latter is received weakly.

To overcome this defect, a second device (the « transmission gate ») short-circuits the microphone of the local correspondent's handset when he is not speaking.

Ainsi dans les deux cas, les portes sont commandées par le correspondant local.

L'essentiel du dispositif d'insertion téléphonique réside dans le fonctionnement des « porte émission » et « porte réception » qui doivent satisfaire aux conditions suivantes :

1° En l'absence de toute modulation sur la ligne, la « porte émission » est fermée et la « porte réception » ouverte. Si le correspondant éloigné parle, sa modulation arrive sur une voie du pupitre de prise de son où le niveau est contrôlé par l'atténuateur particulier de la voie. La « porte émission » reste fermée évitant que le bruit ambiant du studio local, capté par le microphone du combiné, ne vienne perturber la modulation du correspondant éloigné.

2° Lorsque le correspondant local parle, la « porte réception » se ferme très rapidement (en moins de 3 ms), puis la « porte émission » s'ouvre. L'ordre de fonctionnement des portes est impératif afin d'éviter que le début de la modulation du correspondant local atteigne l'entrée de la voie « 2 », ce qui produirait un « cloc » de commutation.

Toutefois le temps qui sépare le fonctionnement des deux portes doit être réduit au minimum, afin que la première syllabe prononcée par le correspondant local ne soit pas bloquée par la « porte émission », ce qui nuirait à l'intelligibilité de la modulation reçue par le correspondant éloigné.

La commande des portes doit se faire à partir d'un seuil correspondant à un niveau de modulation supérieur à celui produit par les bruits de respiration et les bruits ambiants du studio. Ce niveau ne doit toutefois pas être trop important car il se traduit par une augmentation du temps de réponse de la « porte émission » et tronque le début de réception pour le correspondant éloigné.

Le seuil étant placé à un niveau relativement faible, il faut se protéger contre les bruits parasites ambiants qui, en aucun cas, ne doivent déclencher le fonctionnement des portes. A cet effet, le combiné du téléphone local est équipé d'un microphone spécial de proximité, le rendant moins sensible à ces bruits.

3° Lorsque le correspondant local s'arrête de parler, la « porte émission » se ferme d'abord, puis la « porte réception » s'ouvre. L'ordre de fonctionnement des portes est impératif afin d'éviter que la fin de la modulation du correspondant local ou le bruit ambiant ne produise un « cloc » pendant le temps qui pourrait s'écouler entre les deux commutations.

Entre les syllabes, une baisse de modulation ne doit pas fermer la « porte émission ». Pour éviter cela, une constante de temps de l'ordre de 200 ms est insérée dans le circuit de commande de la « porte émission ». Cette constante de temps ne peut pas être trop grande pour ne pas tronquer les réponses du correspondant éloigné.

Dans l'appareil réalisé les portes sont constituées par deux relais à contacts mouillés au mercure, alimentés en série par le même dispositif à seuil.

3. Fonctionnement

L'enveloppe des niveaux de modulation existants sur la ligne, dans le cas d'une liaison normale, peut être représentée par la figure 1*a* qui montre les niveaux relatifs des modulations locales et éloignées.

La modulation locale atteignant un certain niveau, produit un signal de commande envoyé vers deux relais (fig. 1*b*).

La figure 1*c* représente les diagrammes dans le temps de la réception et de l'émission.

Le relais réception coupe le circuit correspondant et aucun signal arrivant sur la ligne téléphonique ne peut atteindre la courbe de prise de son

Therefore in both cases the gates are controlled by the local correspondent.

The essential principle of the telephonic insertion device resides in the operation of the transmission gate and the reception gate which must meet the following requirements :

1. In the absence of any modulation on the line, the transmission gate is closed and the reception gate open. If the distant correspondent speaks, his signal arrives on one channel of the sound control desk where its level is controlled by the attenuator peculiar to that channel. The transmission gate stays closed in order to avoid ambient noise in the local studio picked up by the microphone of the handset disturbing the signal from the distant correspondent.

2. When the local correspondent speaks, the « reception gate » is closed very rapidly (in less than 3 ms) then the « transmission gate » opens. This order of operation of the gates is necessary in order to prevent the possibility of the modulation from the local correspondent reaching the input of channel 2 which would produce a switching plop.

However, the time which separates the operation of the two gates must be reduced to a minimum in order that the first syllable pronounced by the local correspondent should not be cut off by the transmission gate, for that would damage the intelligibility of the signal received by the distant correspondent.

The gates must operate at a threshold corresponding to a level of modulation above that produced by the sounds of breathing and the ambient noise of the studio.

This level must not however be too high because the effect of that is to introduce an extension of the response time for the transmission gate and to make later the beginning of reception for the distant correspondent.

Because the threshold is set at a relatively low level, it is necessary to protect it against random ambient noise which in any case must not be allowed to cause the operation of the gates. To that end, the local telephone handset is equipped with a special close-range microphone making it less sensitive to these sounds.

3. When the local correspondent stops speaking, the transmission gate is closed then the reception gate opens. This order of operation of the gates is imperative in order to avoid the circumstance where the end of the local correspondent's signal, or local noise, might produce a switching plop during the time which elapses between the two operations.

Between syllables the decrease of modulation must not close the transmission gate. To avoid that, a time constant of the order of 200 ms is inserted in the control circuit of the transmission gate. This time constant cannot be too great or it will cut short the answers of the distant correspondent. In the equipment as designed, the gates are formed by two mercury-wetted contact relays fed in series by the same threshold device.

3. Operation

The envelope of the modulation existing on the line in the case of a normal connection can be represented by Figure 1*a* which shows the relative levels of the local and distant signals.

When the local modulation reaches a certain level it produces a control signal, as in Figure 1*b*, which is applied to two relays.

Figure 1*c* shows time diagrams for reception and transmission.

The receiving relay cuts the corresponding circuit and no signal arriving on the telephone line can reach the sound circuit.

After a brief pause the transmission relay puts the signal on the telephone line. A delaying time constant slightly prolongs the transmission time in order to avoid cuts between syllables.

Avec un léger retard, le relais émission envoie le signal sur la ligne téléphonique. Une constante de temps arrière prolonge légèrement le temps d'émission afin d'éviter la coupure entre syllabes.

La fin de l'information du correspondant local arrête le signal de commande des relais. Le relais émission revient au repos, avec un retard de l'ordre de 200 ms.

Le relais réception est légèrement retardé sur le relais émission. La modulation du correspondant éloigné atteint à nouveau la console.

FIG. 2. — Poste téléphonique et pupitre de commande. Version télévision.

— Telephone handset and control desk. Television version.

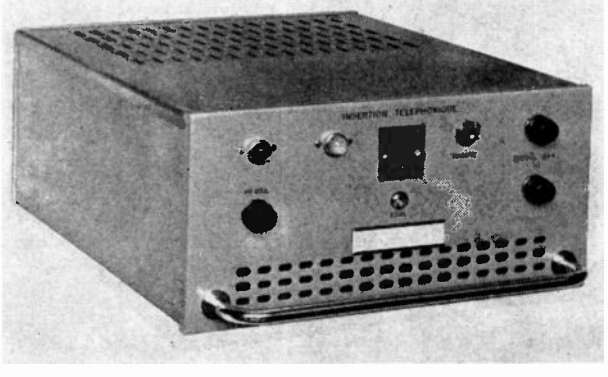


FIG. 3. — Caisson d'électronique.

— Electronic unit.

4. Réalisation

L'appareil a été réalisé en versions différentes pour la Télévision et la Radiodiffusion. Dans la version Télévision, on a conservé au poste téléphonique son apparence classique pour les cas où il doit être pris dans le champ de la caméra, et on lui a associé un pupitre de commande (fig. 2) et un caisson d'électronique (fig. 3).

Dans la version Radiodiffusion, le dispositif d'insertion téléphonique se compose essentiellement de deux éléments :

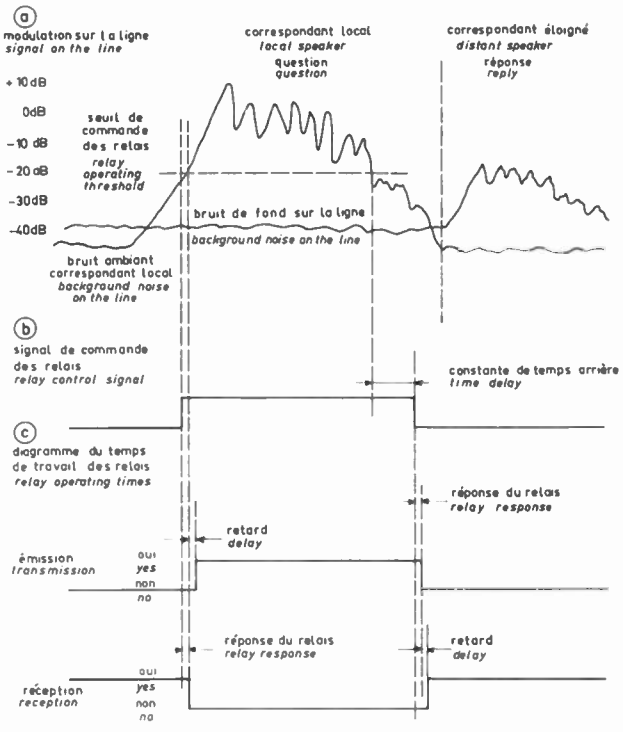


FIG. 1. — Diagrammes de fonctionnement.

— Diagrams of operation.

The end of the signal from the local correspondent cuts the control voltage for the relays. The transmission relay returns to a non-operative condition with a delay of the order of 200 ms.

The reception relay is slightly delayed in relation to the transmission relay. The signal from the distant correspondent is reconnected to the control desk.

4. Design

The equipment has been made in different versions for television and for sound. In the television version the normal appearance of the telephone handset has been retained in instances where it is going to be within the field of camera and associated with it there is a control desk (Fig. 2) and an electronic unit (Fig. 3).

In the sound version, the telephonic insertion equipment is composed basically of two elements :

a) A telephone set associated with a control box built into the speaker's desk ;

b) A unit containing the electronic portion.

The close-range microphone delivers the following levels :

a) on loud speech ..... — 56 dB approximately

b) on normal speech ..... — 66 dB approximately

Heavy breathing from the operator is about 15 dB below normal modulation level.

The sensitivity of the close-range microphone is adjusted to that of a carbon microphone by amplifier « a ». This is followed by a separator stage, « b », which feeds the transmission amplifier (c) and the amplifier (d).

The transmission amplifier (c) having an output impedance of about 50 Ω provides a level of 0 dB on telephone circuits. The

— un poste téléphonique associé à un coffret de commande intégré au pupitre speaker,

— un caisson contenant la partie électronique.

Le microphone de proximité délivre les niveaux suivants :

— en parlant fort ..... —56 dB environ

— en parlant normalement ..... —66 dB environ

La respiration forte de l'opérateur se trouve 15 dB environ en dessous de la modulation normale.

L'efficacité du microphone de proximité est ramenée à celle

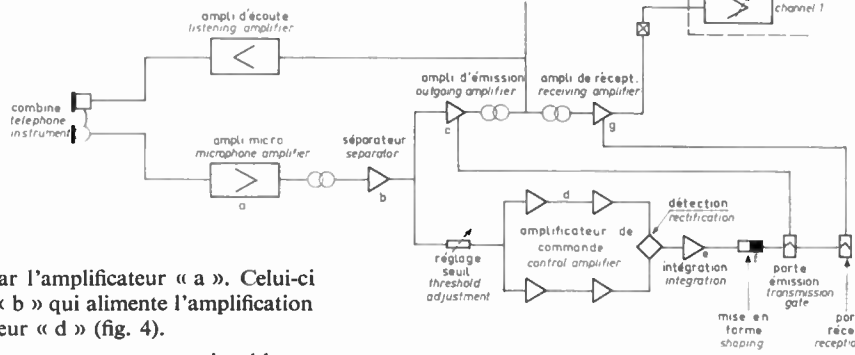


Fig. 4. — Insertion téléphonique. Schéma synoptique.

d'un microphone à charbon par l'amplificateur « a ». Celui-ci est suivi d'un étage séparateur « b » qui alimente l'amplification d'émission « c » et l'amplificateur « d » (fig. 4).

L'amplificateur d'émission « c » permet, avec une impédance de sortie d'environ 50 Ω, d'avoir le niveau 0 dB sur la ligne téléphonique. Le nombre d'étages permet une séparation des bruits de ligne qui pourraient revenir sur l'amplificateur de commande.

Le court-circuit correspondant à la fermeture de la « porte émission » s'effectue sur la grille de la lampe de sortie de l'amplificateur « c ».

Le potentiomètre, à l'entrée de l'amplificateur de commande « d », sert au réglage du seuil de déclenchement des « portes ». Le signal déphasé par une double triode est amplifié par deux étages symétriques soumis à un fort taux de contre-réaction afin d'alimenter le pont de détection par une source de faible résistance interne. Le signal ainsi détecté est amplifié et intégré par l'étage « e » et mis en forme par la bascule « f ».

Ainsi on obtient à la sortie de cet étage une tension à front raide dont le début et la fin correspondent au temps de début et de fin de la modulation provenant du microphone du combiné.

Cette tension fait fonctionner les relais des portes qui, ayant un temps de réponse très court, ne produisent aucun rebondissement au travail et peuvent effectuer un nombre de manœuvres pratiquement illimité.

Les relais sont retardés par un système RC et diode. A l'aller, ce système retarde légèrement l'ouverture du relais « émission » par rapport au relais « réception » ; au retour, il avance la fermeture du relais « émission » par rapport au relais « réception ».

La modulation venant du correspondant éloigné est reçue sur l'amplificateur de réception « g » dont la sortie alimente la voie correspondante du pupitre de prise de son.

Le court-circuit correspondant à la fermeture de la porte « réception » s'effectue sur le transformateur de sortie de cet amplificateur.

5. Conclusion

Nous avons vu que, parmi les différents systèmes permettant de réaliser cette opération, la solution adoptée, bien que nécessitant une certaine pratique de la part de son utilisateur, permet, par son indépendance des caractéristiques de la ligne utilisée et l'égalisation des niveaux, d'envisager des résultats prometteurs.

number of stages makes it possible to separate the line noise which is to be fed back to the control amplifier.

The short-circuit which corresponds to the closing of the transmission gate operates on the grid of the output stage of amplifier « c ».

FIG. 4. — Telephonic insertion. Functional diagram.

The potentiometer at the input of control amplifier (d) serves to set the threshold of operation for the gates. The signal split by a double triode is amplified by two balanced stages to which a high degree of negative feedback is applied in order that the detection bridge may be fed from a source of very low internal resistance. The signal emerging from the detector is amplified and integrated by stade « e » and shaped by the network « f ».

In this way there is obtained at the output of this stage a steep-fronted voltage of which the beginning and the end correspond in time with the beginning and the end of the modulation coming from the microphone of the telephone set.

This voltage operates the gate relays. These relays have a very short response time avoiding any bounce and have a practically unlimited operational rate.

The relays are delayed by an RC system and a diode. At go this system slightly delays the opening of the transmission relay in relation to the reception relay. On return it advances the closing of the transmission relay in relation to the reception relay.

The modulation coming from the distant correspondent is received in reception amplifier « g », the output of which feeds the corresponding channel of the sound control desk.

The short-circuit corresponding to the closing of the reception gate operates on the output transformer of this amplifier.

5. Conclusion

It has been made apparent that among the different systems which are available for this operation, the solution which has been used, although it does require a certain amount of practice on the part of its user, makes available useful results because of its independence of line characteristics and the matching of the levels.

J. QUINT
Ingénieur en chef SOFAIR - ADB
Chief Engineer, SOFAIR - A.D.B.

Éclairage des salles Système de commande et de mémoire

Studio lighting Control and memory systems

1. Importance du problème

Pour présenter au public, dans les meilleures conditions, toute la gamme des spectacles, les services responsables de la conception et de l'équipement des salles publiques de la Maison de la Radio, ont dû se pencher sur les problèmes d'éclairage.

Ces problèmes se compliquent du fait de l'existence d'un public à distance, par le truchement de la télévision, actuellement en noir mais demain en couleurs. Il faut donc assurer simultanément, le confort visuel et auditif du spectateur présent dans la la salle, de l'auditeur aveugle de la radio et du téléspectateur lointain.

Le nombre, l'emplacement, la puissance des sources lumineuses ont dû faire l'objet d'études pour chaque salle. Le degré de souplesse des installations a été déterminé ensuite en fonction des services attendus de ces diverses installations.

Avant de passer à la description de deux réalisation, nous allons étudier la solution commune donnée dans tous les cas au problème du réglage de l'éclairage.

2. Le réglage des sources lumineuses

Sous réserve de quelques effets décoratifs ou d'ambiance réalisés par des sources fluorescentes, on peut dire que la totalité de l'éclairage des salles publiques est assurée par des lampes à incandescence réglables.

Le mode de gradation retenu a été l'amplificateur magnétique qui présentait seul, à l'époque où les marchés furent passés, l'ensemble des qualités suivantes :

— fonctionnement sans mouvement ni usure,

— démarrage instantané sans préchauffage,

— possibilité de surcharge,

— limitation de la puissance appelée et du courant débité dans le récepteur,

— rendement élevé,

— entretien réduit et commode,

— souplesse de l'installation,

— absence de perturbations phoniques, téléphoniques et radioélectriques,

— possibilité d'une télécommande de faible puissance, purement électrique, précise et autostabilisatrice.

D'autre part, les défauts inhérents à ce type d'appareil : poids et volume importants, existence d'une constante de temps

1. Importance of the problem

For the public presentation of a wide range of events in the best possible conditions, those responsible for the design and equipment of the audience studios in Broadcasting House had to consider the problems of lighting.

These problems are complicated by the existence of the viewing public remote from the scene and attending through television, at present in black and white but tomorrow in colour. It is necessary to arrange at the same time for the visual and auditory satisfaction of the spectator present physically in the studio and also for the non-visual listener to radio and the remote television viewer.

The number, the placing and the power of the luminous sources have been considered for each room. The degree of flexibility required from the installations has then been decided in relationship to the nature of the use expected from these various installations.

Before going on to a description of some of these installations, we will examine the common requirements arising in any lighting regulation problem.

2. The control of luminous sources

With the exception of a few decorative effects or background lighting provided by fluorescent lamps, all the lighting in the audience studios is provided by incandescent lamps which can be regulated.

The mode of regulation used is the magnetic amplifier which alone provided, at the time when the topic had to be considered, all of the following qualities :

— operation without movement or wear,

— instant switching without pre-heating,

— acceptance of overload,

— limitation of power requirement and of current used in the receiver,

— high output,

— limited and convenient maintenance,

— flexibility of installation,

— absence of audible, telephonic, or radio interference,

— a precise self-stabilising and entirely electrical remote control with low power consumption.

On the other hand, the faults inherent with this type of equipment are weight and considerable size, with the existence of a

à l'allumage et à l'extinction, étaient compatibles avec les conditions d'installation et d'exploitation.

La gradation de lumière d'un circuit est basée sur le principe de la self à saturation ou transducteur (fig. 1). Inséré en série dans le circuit d'utilisation, l'appareil règle l'intensité du cou-

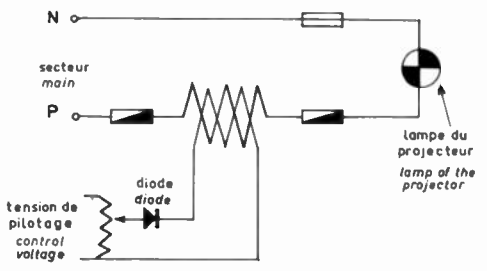


FIG. 1. — Principe de fonctionnement d'un amplificateur magnétique

L'enroulement de saturation ou de pilotage reçoit une puissance redressée inférieure à 1 W, prélevée sur un potentiomètre de commande.

— Operational principles for a magnetic amplifier.

The saturation or control winding receives a rectified power less than 1 W, pre-set on a control potentiometer.

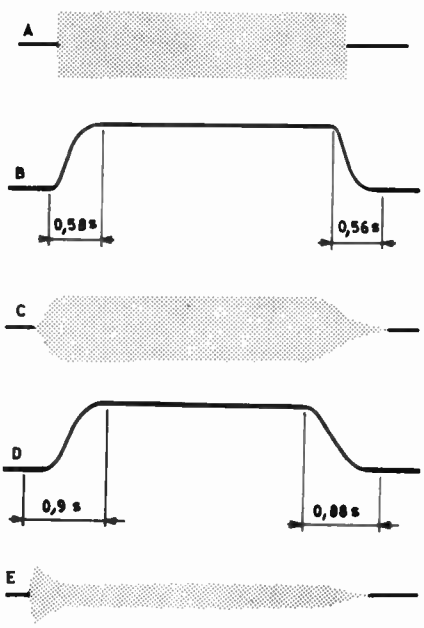


FIG. 3. — Constante de temps

Les oscillogrammes ci-dessus représentent :

A gauche :
en *a*) la tension d'une lampe enclenchée brusquement sur le réseau.
en *b*) la luminence de cette lampe

A droite :
en *c*) la tension d'une lampe enclenchée sur amplificateur magnétique,
en *d*) la luminence de cette lampe
en e) l'intensité dans le filament de cette lampe.

— Time constant.

The oscillograms above represent, to the left :

a) the voltage of a lamp suddenly connected to the network,
b) the light from that lamp.
and, to the right :
c) the voltage of a lamp connected to a magnetic amplifier
d) the light from this lamp
e) the intensity in the filament of this lamp.

time constant in switching on and switching off, but these defects were acceptable in the conditions of installation and of use.

The adjustment of the light in the circuit is based on the principle of the saturated inductance or transductor (fig. 1). The apparatus is inserted in series with the load circuit and controls the intensity of the major current in relation to a small DC current flowing in a control winding (fig. 2). Its operation is therefore entirely static.

None of the principal components or accessories require pre-heating. The apparatus is immediately available at full power and without hesitation.

The magnetic amplifier is inserted in series with incandescent lamps whose resistance varies from 1 to 15 times (or more)

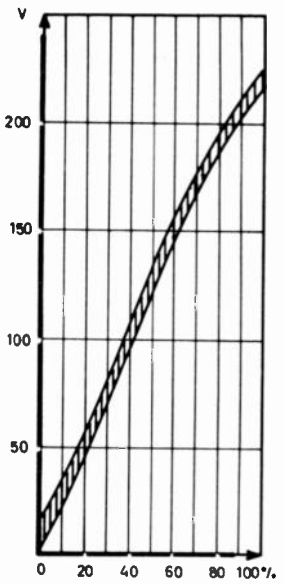


FIG. 2. — Caractéristique d'un amplificateur AM 4.
Lorsqu'on manœuvre le potentiomètre de pilotage, la tension de sortie suit la courbe moyenne représentée par la zone hachurée, pour toute charge résistive comprise entre 2 et 100 % de la charge totale.

— Characteristics of an AM 4 amplifier.
When the control fader is operated the output voltage follows the average curve represented by the hatched zone for any resistive load between 2 % and 100 % of the total load.

according to whether the filament is cold or hot. The apparatus is designed to accept these overloads but acting as an inductance it limits the peak value of the current (fig. 3) and in this way produces a significant increase in the life of the lamps and the more or less total disappearance of filament fracture by electrodynamic forces on the application of voltage.

Reducing the rate of change of current in the filaments implies a tendency to increase the time needed for the lamp to reach its operational temperature (fig. 3). This difficulty is basic in any use of incandescent lamps : it is only somewhat emphasised by the use of magnetic amplifiers. Careful construction of the equipment, involving measurement of the time constant for lighting and for extinction, makes it possible to limit the practical importance of this fault so that it results only in a slight modification of the operational practice of the electrician using the control panel.

Acting as an inductance, the only losses occuring in the magnetic amplifier arise from :

— the ohmic resistance of the copper winding, which is generously constructed,

— iron losses in the magnetic circuit,

— losses in the pilot rectifier circuit,

— consumption in the auxiliary circuits which are related to the performance required.

The efficiency is therefore good and temperature rise in the different components is limited. Installation in an environment having adequate natural ventilation is enough and the life of the component parts is long.

Maintenance is made easier by the use of a construction in the form of interchangeable and demountable units (fig. 4)

rant principal en fonction d'un courant continu faible passant dans un enroulement de pilotage (fig. 2). Son fonctionnement est donc purement statique.

Aucune des pièces principales ou accessoires n'exigent de préchauffage : l'appareil est immédiatement disponible à sa pleine puissance et sans dérive possible.

L'amplificateur magnétique est disposé en série avec des lampes à incandescence dont la résistance varie de 1 à 15 (et plus) suivant que le filament est froid ou chaud. L'appareil est conçu pour résister à ces surcharges, mais, agissant en self, il limite la pointe instantanée de courant (fig. 3) d'où une augmentation importante de la durée de vie des lampes de projecteurs et la disparition quasi totale du claquage des filaments par effort électrodynamique lors des mises sous tension.

En réduisant l'appel de courant dans le filament, on tend à augmenter le temps au bout duquel la lampe a pris sa température de fonctionnement (fig. 3). Cet inconvénient est inhérent à l'emploi des lampes à incandescence, il est seulement majoré par l'emploi d'amplificateurs magnétiques. Une construction soignée de cet appareil, contrôlé par la mesure de la *constante de temps* à l'allumage et à l'extinction, permet de limiter l'incidence pratique de ce défaut à une modification des habitudes de l'électricien exploitant le jeu d'orgue.

Agissant comme une self, l'amplificateur magnétique n'a que les pertes dues :

— à la résistance ohmique de l'enroulement en cuivre, largement dimensionné,

— aux pertes dans le redresseur du circuit de pilotage,

— aux pertes fer dans le circuit magnétique,

— aux consommations des circuits auxiliaires, qui sont fonction des performances exigées.

Le rendement est donc bon et l'élévation de température des différents composants, réduite : l'installation dans un local à ventilation naturelle suffisante est facile et la durée de vie des éléments composants est longue.

L'entretien est d'ailleurs facilité par la construction sous forme d'unités interchangeables et débrochables (fig. 4) qui seront décrites en détail plus loin. Cette présentation augmente la souplesse de l'installation puisque tout circuit d'utilisation peut, très rapidement, être équipé d'une cellule correspondant soit à sa capacité maximale, soit seulement à la puissance utilisée, permettant l'emploi de la cellule libérée sur un autre circuit. Cette possibilité a maintes fois facilité l'exploitation du théâtre 102, par la télévision.

Une condition impérieuse d'exploitation est que le réglage de l'éclairage ne perturbe, en aucune façon, la prise de son, l'amplification et la transmission des signaux électriques (son pour la radio, son et image pour la télévision).

Ni dans son principe, ni dans sa réalisation, l'amplificateur magnétique ne peut émettre ni propager de signaux haute fréquence. Par contre, travaillant par déformation d'une sinusoïde 50 Hz, les ondes de courant comportent une série d'harmoniques de fréquence $(2\,N + 1) \times 50$ Hz, dont les valeurs varient selon la puissance commandée. Des séries de mesures, effectuées dans des conditions diverses, ont montré que les valeurs de ces différents harmoniques sont inférieures à la courbe enveloppe de la figure 5.

D'autre part, une mesure globale, effectuée dans un studio de 84 circuits et 120 kW de puissance installée, a montré que, dans les plus mauvaises conditions, l'augmentation maximale du bruit de fond n'était que de 2 dB au dessus du niveau — 30 dB.

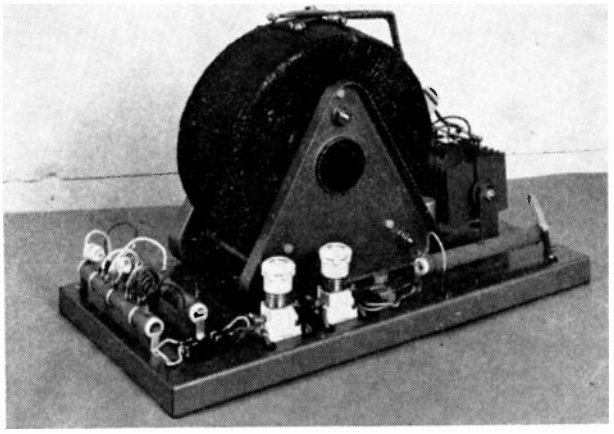


FIG. 4. — Les amplificateurs AM.4 se présentent sous forme d'unités interchangeables et débrochables.

— AM. 4 Amplifiers are in the form of interchangeable and plug-in units.

which will be described in detail later. This method of construction increases the flexibility of the installation because any load circuit can very rapidly be equipped with an appropriate unit corresponding either to its maximum capacity or only to the power to be used, allowing the use of the freed unit on another circuit. This possibility has often helped the use of theatre 102 by television.

A particularly important condition of use is that the lighting control arrangements should not in any way interfere with the sound pick-up, or the amplification and transmission of the electrical signals (in sound for radio, and in sound and vision for television).

Neither the principle nor the construction of the magnetic amplifier cause it to emit or propagate signals of high frequency. On the other hand, working by the distortion of a 50-cycle sine wave, the current waves do include a series of harmonics of frequency $(2\,N + 1) \times 50$ cycles and the value of these varies according to the power which is being used. A series of measurements made under various conditions has shown that the values of these different harmonics fall within the enclosing curve of figure 5.

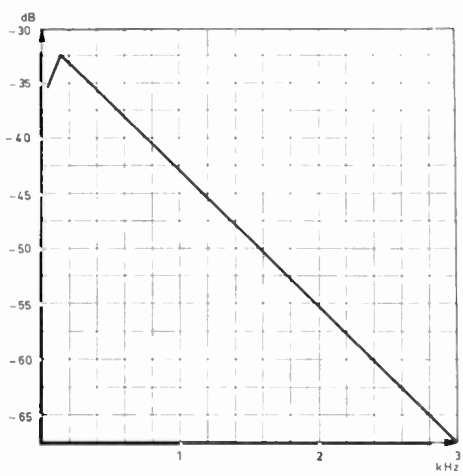


FIG. 5. — Courbe enveloppe des harmoniques de la tension de bruit des amplificateurs magnétiques

— Envelope curve of noise voltage harmonics in magnetic amplifiers.

Les amplificateurs magnétiques du type à autosaturation, permettent d'obtenir des gains importants : plus de 5 000 pour les amplificateurs directs de 5 kW. La puissance de pilotage d'un circuit qui a été unifié pour tous les circuits d'un jeu d'orgue, reste donc inférieure à 1 W. Cette puissance est empruntée à une source alternative de 60 V par l'intermédiaire d'un potentiomètre de 3 000 ohms - 1,2 W et redressée individuellement par une petite diode.

Les amplificateurs sont calculés pour établir une correspondance linéaire entre les volts aux bornes de la charge et les milliampères de pilotage (voir fig. 9). Cette courbe ne passe pas exactement par l'origine, mais la faible valeur résiduelle donne une idée des pertes à vide de l'amplificateur magnétique (moins de 100 W pour un amplificateur de 5 kW), et du bon réglage des enroulements de désaturation.

L'effet de régulation obtenu est tel qu'une variation brutale de 10 %, de la tension d'alimentation ne se traduit, sur le circuit lumineux, que par une variation lente inférieure à 2 %, pratiquement imperceptible à l'œil du spectateur.

L'existence d'enroulement de compoundage assure, d'une part l'égalité des courants redressés passant dans les deux enroulements principaux et, d'autre part rend la tension de sortie indépendante de la charge avec une précision donnée. Ces caractéristiques variant avec la destination des amplificateurs magnétiques sont données dans chacun des cas décrits ci-dessous.

3. Studio de démonstration de télévision 101

3.1. Présentation du studio

La salle de 3 000 m³ offre 100 places en gradins pour des spectateurs. Le plateau permet l'organisation régulière d'émissions telles que « Paris-Club », « Télétrap », « Les Trois Masques », etc.

Au point de vue éclairage, ces spectacles se décomposent en scènes bien localisées dans le studio et pouvant intervenir plusieurs fois dans le cours d'une même émission. A tout moment l'ordre pré-établi peut être modifié pour les besoins de l'émission.

Les éclairages sont, en principe, répétés avant l'émission et sont enregistrés pour pouvoir être restitués sur demande, soit selon un programme, soit sur demande du directeur de l'émission.

Un même circuit peut être utilisé dans plusieurs scènes, mais il est admis 1° que la mémorisation porte uniquement sur la présence ou non du circuit dans une combinaison et 2° que l'intensité lumineuse, réglable manuellement par potentiomètre, n'est pas mémorisée.

La restitution des mémoires enregistrées, c'est-à-dire pratiquement l'allumage des scènes préparées, peut être obtenue par quiconque connaît le fonctionnement du pupitre. Par contre, l'enregistrement et l'effacement des mémoires ne sont possibles que par l'électricien responsable et détenant la clé de verrouillage du pupitre. Celui-ci peut, à tout moment, corriger les mémoires par addition ou soustraction de circuit. Une signalisation permanente lui indique tous les circuits figurant dans les mémoires et il peut déterminer dans quelle mémoire figure un circuit enregistré. Pendant la durée d'une émission convenablement réglée et enregistrée, les manœuvres au pupitre se résument, en principe, à la commande de quelques boutons dans les tiroirs de mémoires et, éventuellement, à quelques réglages de gradateurs de mémoires ou généraux.

3.2. Equipement du studio

Le studio est normalement équipé avec des projecteurs de 250 à 2 000 W suspendus à 36 porteuses réglables en hauteur et réparties selon les quatre côtés de neuf carrés.

An overall measurement made in a studio having 84 circuits and 120 kW of installed power, has shown that in the worst conditions the maximum increase of background noise was no more than 2 dB in relation to a level of —30 dB.

The autosaturation type of magnetic amplifier makes it possible to obtain high gain which can be more than 5,000 for direct current amplifiers of 5 kW. The power of the control circuit which has been standardised for all the circuits of a unit is less than 1 watt. This power is taken from an alternating source of 60 V using a potentiometer of 3 000 ohms 1.2 W and with individual rectification by small diodes.

The amplifiers are designed to provide a linear relationship, to the limits of the load, between the voltage and the control milliamps (fig. 2). This curve does not pass exactly through the origin but the small residual value gives an idea of the no load losses of the magnetic amplifier — which are less than 100 W for an amplifier of 5 kW — and of the good arrangement of the desaturation windings.

The regulation obtained is such that a violent variation of +10 dB in the supply voltage appears at the lamp only as a slow variation less than 2 %, which is practically imperceptible to the eye of the onlooker.

The use of compound windings ensures on the one hand the equality of the rectified currents passing in the two principal windings and on the other hand makes the output voltage independent of the load to a defined accuracy. These characteristics, which vary with the application of the magnetic amplifiers, are given in each of the instances described below.

3. Television demonstration studio 101

3.1. The characteristics of the studio

This room, which is of 3,000 cubic metres, has 100 ramped seats for spectators. The floor provides for the regular presentation of transmissions such as « Paris-Club », « Télétrap », « Les Trois Masques », etc.

From the point of view of lighting, these productions are broken down into well-defined sets in the studio which may be used several times in the course of a single transmission. At any moment the planned sequence of use may be changed to meet the needs of the transmission.

The lighting is, in principle, rehearsed before the transmission and a record made so that it can be set up again on demand either for a programme or on the request of the producer of the programme.

A particular circuit may be used for various sets but it is understood firstly that the memory factor can operate only on the presence or non-presence of the circuit in a combination and secondly, that the luminous intensity, which may be varied manually by the control, is not memorised.

The reconstruction of recorded memories, which in practice is therefore the prepared lighting of scenes, can be obtained by whoever knows how to operate the desk. On the other hand, the recording and the deletion of memories is possible only for the controlling electrician who holds the controlling key for the desk. This man can at any moment amend the memories by the addition or subtraction of a circuit. A permanent signalling system indicates to him all the circuits involved in the memories and he can see in which memory a particular circuit is recorded.

During the course of a transmission suitably controlled and recorded, the desk operations are repeated by the operation of various switches in the memory cabinet and occasionally by various adjustments of the controls.

3.2. Studio equipment

The studio is normally equipped with lamps from 250 to 2 000 W hanging from 36 suspension devices which can be

Chaque porteuse est, en principe, alimentée par une prise de courant normalisée RTF, marque BAC.

L'équipement du studio, est complété par quatre prises au sol d'une puissance unitaire de 5 kW.

Le jeu d'orgue commande donc l'alimentation de 40 prises par l'intermédiaire d'amplificateurs magnétiques de puissance correspondante, situés dans le local technique.

Le schéma de principe des circuits est donné par la figure 1. Le jeu d'orgue se compose du bâti d'alimentation, du bâti d'amplificateur magnétique et du pupitre de commande et de mémorisation.

3.3. Bati d'amplificateur magnétique

Il se présente sous forme de deux châssis métalliques formant des alvéoles. Chaque alvéole, prévue pour recevoir un amplificateur magnétique, est équipée de glissières qui facilitent la mise en place de l'appareil. Au fond de chaque alvéole, un connecteur permet le raccordement électrique par embrochage (fig. 6).

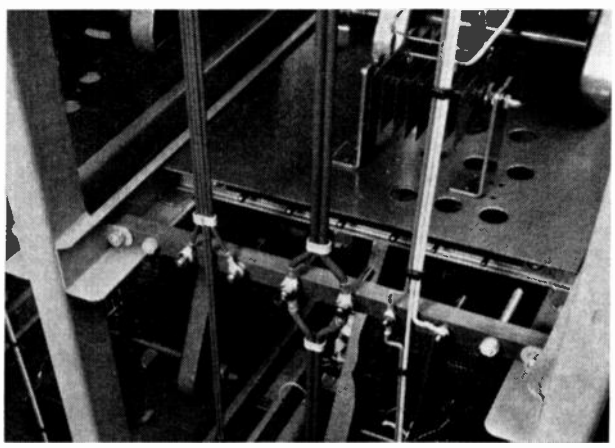


Fig. 6. — Mise en place d'un amplificateur magnétique dans sa logette. Les broches de contact et de guidage sont visibles au centre de la photographie.

— The insertion of a magnetic amplifier in position. The guiding and contact pins are to be seen in the centre of the picture.

3.4. Amplificateurs magnétiques

L'installation comprend :

— 27 amplificateurs magnétiques de 2 kW

— 9 amplificateurs magnétiques de 3 kW

— 4 amplificateurs magnétiques de 5 kW

ainsi que 6 cellules de réserve.

Réalisés sous forme de tiroirs débrochables, les amplificateurs présentent les caractérestiques suivantes :

— puissance de pilotage $\leqslant$ 1 VA

— courant de repos dans le circuit d'utilisation pour un pilotage nul $\leqslant$ 150 mA.

— rendement, puissance d'entrée/puissance de sortie $>$ 92 % à la puissance nominale.

— une variation de la charge dans le rapport de 1 à 1/4 n'entraîne pas une variation de tension supérieure à $\pm$ 3 % aux bornes de la charge.

adjusted in height and split up among the four sides of nine squares (fig. 4). Each suspension device is fed by a standardised RTF plug type BAC.

The equipment of the studio is completed by four plugs at ground level at individual powers of 5 kW. The operating desk for the magnetic amplifiers therefore controls the supplies to 40 plugs by way of corresponding magnetic power amplifiers situated in the technical area.

The schematic diagram of the circuits is given by figure 1. The control desk is made up of a supply unit, a magnetic amplifier unit and a control and memory desk.

3.3. Magnetic amplifier structure

This is in the form of two metallic chassis forming cavities. Each cavity, designed to take a magnetic amplifier, is provided with runners to aid the insertion of the unit. At the back of each cavity a connector provides for plug-in electrical connections (fig. 6).

3.4. Magnetic amplifiers

The installation includes :

— 27 magnetic amplifiers of 2 kW

— 9 magnetic amplifiers of 3 kW

— 4 magnetic amplifiers of 5 kW

as well as 6 reserve units.

Constructed in the form of plug-in panels, these amplifiers have the following characteristics :

— control power : $\leqslant$ 1 V amp.

— idling current in the load circuit for zero control, $\leqslant$ 150 milliamps.

— efficiency in terms of input power and output power 92 % at notional load.

A variation of load in the ratio of 1 to 1/4 causes no variation in voltage greater than $\pm$ 3 % at the limits of the load.

— time constants at indicated load.

Nominal load	2 kW	3 kW	5 kW
On energising :			
— in voltage	190 ms	440 ms	700 ms
— in brilliance	330 ms	660 ms	900 ms
At extinction :			
— in voltage	450 ms	400 ms	600 ms
— in brilliance	300 ms	300 ms	350 ms

These performances are adequate for use on a television production stage and can be obtained with simple magnetic amplifiers having only two input terminals, two output terminals and two control terminals (fig. 4).

3.5. Control desk

The desk is in the form of a wall panel, stove-enamelled in the colours of ORTF (fig. 7). The inclined panel of the control desk carries :

— at the ends, control switches for room lighting not concerned with the lighting console,

— at the centre, the autotransformer for overall fading,

— constantes de temps sur charge nominale :

charge nominale	2 kW	3 kW	5 kW
à l'enclenchement :			
— en tension	190 ms	440 ms	700 ms
— en brillance	330 ms	660 ms	900 ms
à l'extinction :			
— en tension	450 ms	400 ms	600 ms
— en brillance	300 ms	300 ms	350 ms

Ces performances sont suffisantes pour une utilisation sur un plateau de télévision et peuvent être obtenues avec des amplificateurs magnétiques simples constituant des unités autonomes ne comportant que deux bornes d'entrée, deux bornes de sortie et deux bornes de pilotage (fig. 4).

3.5. Pupitre de commande

Ce pupitre a la forme d'un tableau mural, émaillé au four aux couleurs de l'ORTF (fig. 7). La platine inclinée du pupitre de commande comporte :

— aux extrémités, des boutons de commande d'éclairage de salle, hors jeu d'orgue.

— au centre, l'autotransformateur de gradation générale,

— de part et d'autre, les 6 autotransformateurs de réglage des mémoires,

— au-dessus du gradateur général, encadré symétriquement par les 6 tiroirs de mémoire identiques, numérotés de 1 à 6 (fig. 8), le tiroir de commande générale.

— enfin, les 40 tiroirs de commande individuelle sont disposés de manière à rappeler la situation des circuits qu'ils commandent (fig. 9).

3.6. Possibilités du jeu d'orgue

Ce jeu d'orgue permet la mémorisation de six scènes. Une scène est constituée par le choix d'un certain nombre des 40 circuits installés dans le studio .La sélection porte uniquement sur la détermination de la présence ou non du circuit dans la combinaison.

L'intensité lumineuse des circuits n'est pas mémorisée : elle est réglable manuellement par le potentiomètre de circuits.

L'éclairage d'une scène :

— est réglé dans une phase de *préparation*,

— est mémorisé par un *enregistrement*,

— peut être vérifié au pupitre grâce à la *signalisation* de la mémoire,

— peut être modifié par une ou plusieurs opérations de *correction*,

— peut être supprimé après usage, par un *effacement*.

Cet éclairage peut être restitué :

— par un *allumage* « *plein feu direct* » qui ne laisse en service que le potentiomètre de circuit,

— progressivement par un *allumage* « *réglé direct* » qui met en service le gradateur de la mémoire,

— progressivement par un *allumage* « *réglé groupé* » qui met, en outre, en service le gradateur général pour autant que le pupitre général soit en fonctionnement « réglé ».

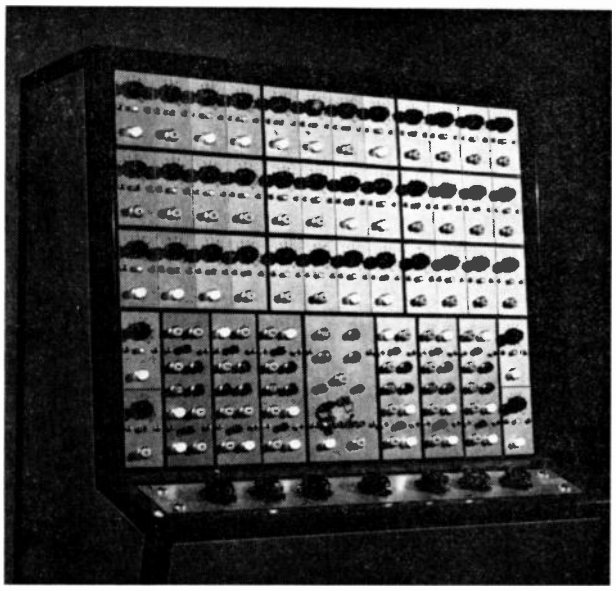


Fig. 7. — Studio 101 - Pupitre de commande : de bas en haut :
— sur la platine inclinée, les gradateurs généraux et de mémoire,
— sur la partie verticale : le tiroir central de commande général, les 6 tiroirs de mémoire, les 40 tiroirs de commande individuelle.

— Studio 101. Control desk. From top to bottom :
— on the inclined panel, the main and memory faders,
— on the vertical portion, the central general control panel, the six memory panels, the 40 individual control panels.

— on one side and on the other the 6 autotransformers for memory control,

— the general control cabinet situated over the main fader and framed symmetrically by the 6 assemblies of identical memories numbered from 1 to 6 (fig. 8).

— finally, the 40 individual control slides are distributed in such a way as to relate to the situation of the circuit which they control (fig. 9).

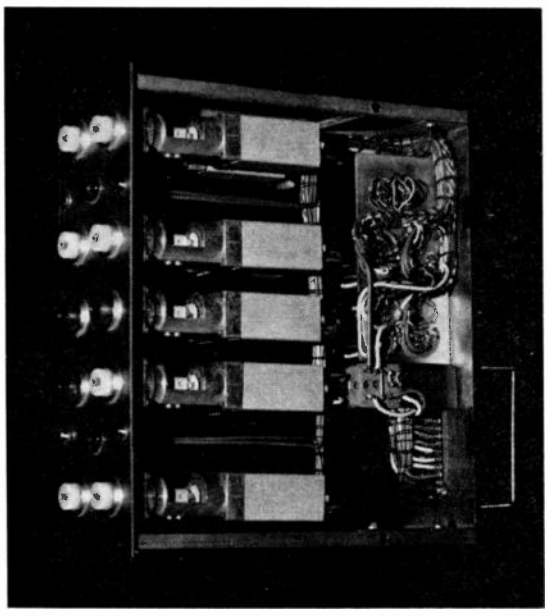


Fig. 8. — Studio 101 - Tiroirs de mémoire débrochables

— Studio 101. Plug-in memory panels.

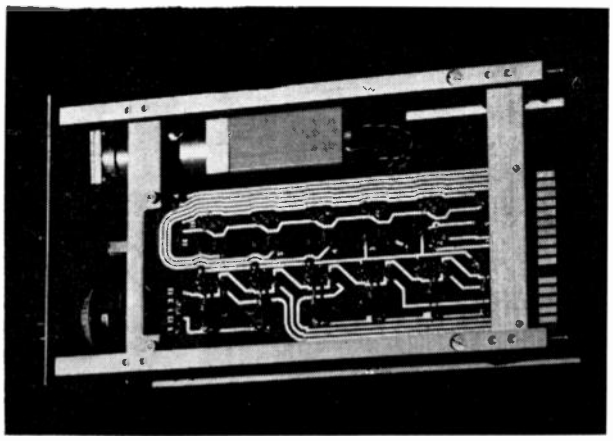


FIG. 9. — Studio 101 - Tiroir individuel déconnectable :
On distingue sur le circuit imprimé les 6 groupes de relais correspondant aux six mémoires.

— Studio 101 - Demountable individual panel :
There can be seen on the printed circuit the six groups of relays corresponding to six memories.

3.7. Utilisation du jeu d'orgue

Le studio ainsi équipé est exploité par plusieurs équipes d'électriciens qui assurent le service hebdomadaire de quatre à six émissions. Il semble que les nombreuses possibilités de réglage de l'intensité lumineuse, ne sont pas encore toutes utilisées. Par contre, le nombre de circuits réglés, leur puissance, le nombre des mémoires, risquent de limiter assez vite les dimensions des émissions réalisables.

4. Théâtre 102

4.1. Présentation de la salle

La pièce de 6 000 m³ a des destinations multiples :

— théâtre classique avec ou sans fosse d'orchestre, avec ou sans rampe, et machinerie à l'italienne,

— théâtre lyrique avec fosse d'orchestre,

— théâtre moderne avec proscénium sans rampe,

— salle de variétés permettant de présenter des numéros de cirque et d'acrobatie,

— plateau de télévision pour émissions de jeux et variétés, avec ou sans spectateurs.

L'éclairage de la salle est réalisé à l'aide de 12 amplificateurs magnétiques : 6 d'une puissance de 3 kW et 6 d'une puissance de 6 kW.

Les réglages individuels de chaque circuit, groupés par trois, sont soumis à l'influence d'un gradateur localisé : fond de salle, dessous de balcon, et éclairages latéraux.

L'ensemble des douze circuits est gradué depuis le pupitre des commandes générales.

L'alimentation et les commandes de ce jeu d'orgue sont entièrement distinctes du jeu d'orgue de la scène.

4.2. Eclairage de scènes

Le jeu scénique se situant soit devant, soit derrière le rideau de scène, un grand nombre des points d'éclairage sont situés dans la salle, au balcon, dans des cabines latérales et à l'aplomb du proscénium.

3.6. Possibilities of the control console

This console allows the setting up of memories for six sets. A set is made up by the choice of a certain number of the 40 circuits installed in the studio. The selection is concerned only with deciding the presence or non-presence of the circuit in the combination.

The luminous intensity of the circuit is not memorised. It can be regulated manually by the circuit fader.

The lighting of the scene :

— is set up in the rehearsal *condition*,

— is memorised by *recording*,

— can be checked at the desk by reference to the *signalling arrangements* of the memory,

— can be modified by one or more *amending* operations,

— can be eliminated after use by *wiping*.

This lighting can be restored :

— by a *direct full operation*, which leaves in service only the circuit fader,

— progressively by *individual lighting control* which employs the memory fader,

— progressively by a *group lighting control* which additionally brings into service the overall fader to the extent which the desk is functioning in regulated condition.

3.7. Use of the console

A studio equipped in this way is operated by several crews of electricians who look after the weekly servicing of 4-6 transmissions. It would seem that the many possibilities of regulating the light intensity are not yet all being used. On the other hand, the number of regulated circuits and their power and the number of memories seem likely to limit fairly quickly the size of the practicable transmissions.

4. Theatre 102

4.1. The nature of the room

This room of 6 000 cubic metres has various purposes :

— as a conventional theatre with or without an orchestral pit, with or without a ramp, and stage machinery,

— opera house with orchestral pit,

— modern theatre with proscenium and no ramp,

— variety theatre allowing the presentation of circus numbers and acrobatic acts,

— a television stage for the transmission of games or variety with or without an audience.

The lighting of this studio is arranged using 12 magnetic amplifiers, 6 being of 3 kW and 6 of 6 kW. The regulation of each circuit, grouped in threes, is controlled by a local fader for the back of the hall, under the balcony and side-lighting.

The total of 12 circuits is controlled from a desk by overall controls. The power supply and the control mechanism for this console are entirely separate from the set console.

4.2. Set lighting

Since the set may be either in front of or behind the stage curtain, a large number of lighting points are placed in the hall, in the balcony, in side cubicles and at the edges of the proscenium.

WRH

En outre, l'équipement comprend, comme un théâtre classique, une rampe, un manteau garni de herses et de projecteurs, quatre herses mobiles et une herse de lanternes d'horizon pour éclairage d'un cyclorama.

Le jeu d'orgue se compose d'un bâti d'alimentation, de six bâtis d'amplificateurs magnétiques, de deux pupitres de commande et de six armoires de mémorisation complétées par une armoire d'alimentation et de test des unités de mémoire.

4.3. Installation de puissance

Le bâti d'alimentation contrôle une puissance installée de 275 kVA. Il alimente par l'intermédiaire d'un jeu de barres en cuivre :

- 88 amplificateurs magnétiques de 2 kW
- 28 amplificateurs magnétiques de 3 kW
- 4 amplificateurs magnétiques de 5 kW

Il assure également les alimentations des auxiliaires nécessaires à ces amplificateurs magnétiques.

En effet, cette salle a vocation de théâtre avec un public et il faut pouvoir atteindre des niveaux d'éclairement extrêmement faibles et contrôlables avec une très grande précision.

Les caractéristiques des amplificateurs magnétiques doivent être encore plus serrées que celles des amplificateurs du studio 101 d'où la complication plus grande des cellules que l'on perçoit tant sur la photo (fig. 10) que sur le schéma (fig. 11).

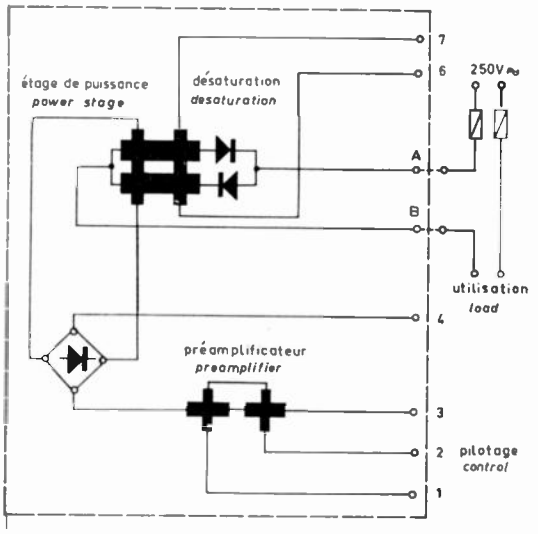


Fig. 11. — Schéma d'un amplificateur magnétique de performance poussée

— Circuit of a magnetic amplifier of advanced performance.

L'utilisation d'un pré-amplificateur permet d'améliorer les temps de réponse dus à l'amplificateur magnétique. D'autre part, la présence d'enroulements de désaturation et de compoundage permet d'obtenir une variation de tension inférieure à ± 1 % aux bornes de la charge, lorsque celle-ci varie dans le rapport de 200 à 1.

4.4. Pupitres de commande

4.4.1. *Disposition générale*

Le nombre de circuits a conduit à séparer en deux le pupitre de commande (fig. 12) :

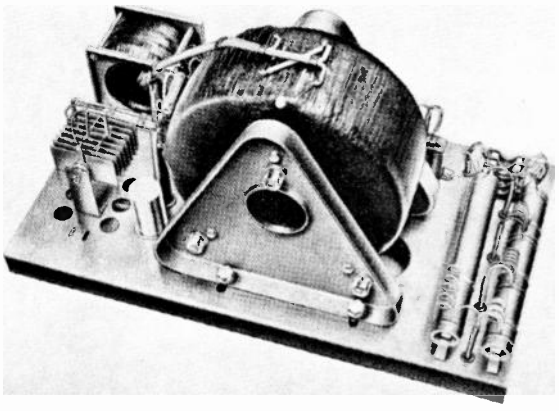


Fig. 10. — Amplificateur magnétique AM.200 avec pré-amplificateur

— Magnetic amplifier AM.200 with pre-amplifier.

In addition, the equipment includes, as for a conventional theatre, a ramp, a pendant provided with battens and projectors, four mobile battens, and a strip of lamps for lighting a cyclorama.

The console contains a supply unit, 6 magnetic amplifier units, 2 control desks, and 6 memory cabinets together with a cabinet of power supplies and test arrangements for the memory units.

4.3. Power installation

The power supply unit controls an installed power of 272 kVA. It supplies by way of copper busbars :

- 88 magnetic amplifiers of 2 kW
- 28 magnetic amplifiers of 3 kW
- 4 magnetic amplifiers of 5 kW

It also provides power to the necessary ancillary equipment associated with these magnetic amplifiers.

In essence, this studio is like a theatre with an audience and it is necessary to be able to reach very low levels of lighting controllable with high accuracy.

The characteristics of the magnetic amplifiers must therefore be developed rather further than those of the amplifiers in Studio 101, which gives rise to increased complication in the units, as may be seen either on the photograph (fig. 10) or on the circuit diagram (fig. 11).

The use of a pre-amplifier makes it possible to improve the response time associated with the magnetic amplifier. On the other hand, the presence of desaturating windings and compounding makes it possible to obtain a variation of voltage less than ± 1 % at the load limits when that varies in the ratio of 200 to 1.

4.4. Control desks

4.4.1. *General arrangement*

The number of circuits has led to the separation of the control desk into two parts (fig. 12) :

A) *The special purpose control desk* which carries from right to left :

- 12 individual faders for room lighting
- 4 general faders for the hall circuits
- 120 double faders for stage circuits

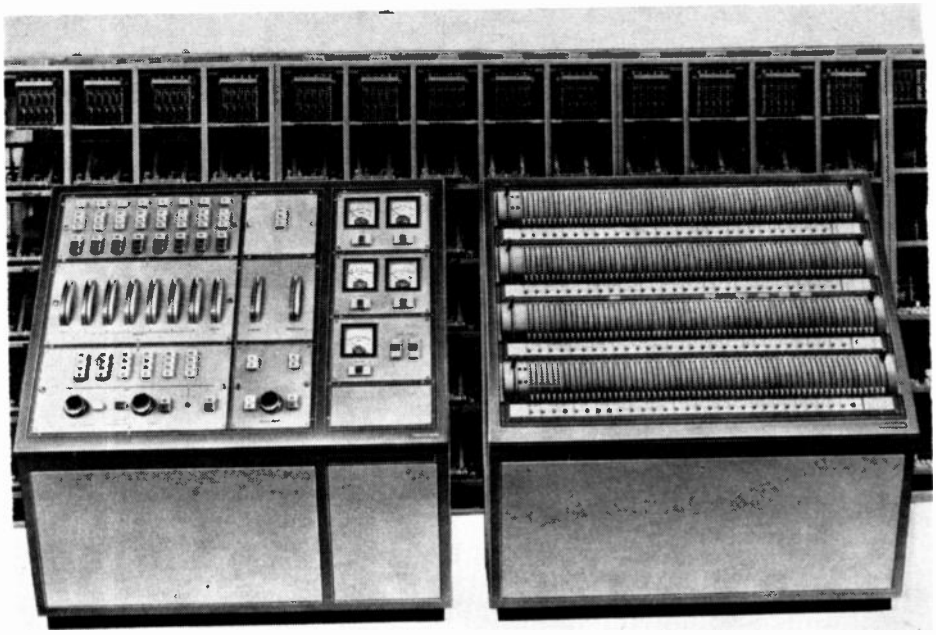


FIG. 12. — Théâtre 102. Pupitres de commande présentés devant une partie des bâtis d'amplificateurs magnétiques. A droite : pupitre des commandes particulières. A gauche : pupitre des commandes générales

FIG. 12. — Theatre 102. Control desks. Shown in front of part of the magnetic amplifier units : to the right, the special-purpose control desk ; to the left, the general control desk.

A) *Le pupitre des commandes particulières* qui comporte de droite à gauche :

— 12 potentiomètres individuels pour les circuits de salle,

— 4 potentiomètres généraux pour les circuits de salle,

— 120 doubles potentiomètres pour les circuits de scène.

B) *Le pupitre des commandes générales* qui comporte de droite à gauche :

— les boutons de commande et indicateurs de position des principaux éléments mécaniques de la scène ainsi qu'une platine de transmission phonique,

— les réglages généraux,

— les boutons de commande des pupitres et des mémoires.

En principe, le pupitre des commandes particulières n'est utilisé que pendant les répétitions, le spectacle pouvant être assuré par les seules manœuvres du pupitre général.

4.4.2. *Possibilités du jeu d'orgue.*

Deux différences essentielles distinguent ce jeu d'orgue du précédent : la possibilité du transfert et la mémorisation de l'intensité lumineuse des circuits.

4.4.3. *Le transfert*

Un spectacle peut toujours être analysé comme une succession d'*états lumineux* d'une durée donnée, reliés par des *effets lumineux* s'effectuant en un temps donné.

Dans un « état lumineux » donné, chaque circuit est réglé à une valeur choisie entre 0 et le maximum.

L'« effet lumineux » suivant est caractérisé par des valeurs différentes pour un nombre quelconque de circuits.

L' « effet lumineux » permet de passer du premier au second état par un transfert s'effectuant à la vitesse désirée. Dans cette opération, tous les circuits intéressés vont passer d'une valeur restituée à une valeur préparée.

B) *The general control desk* which carries from right to left :

— the control switches and position indicators for the principal mechanical elements in the set as well as a sound transmission desk,

— the general controls,

— the control switches for the desks and the memories.

Usually, the special-purpose control desk is used only during rehearsals, the production requiring the operation only of the general desk.

4.4.2. *Possibilities of the console*

Two essential differences distinguish this console from the previous one. They are the possibility of transfer and the memorisation of the luminous intensity of the circuits.

4.4.3. *Transfer*

A presentation can always be analysed as a succession of luminous conditions of given duration linked by luminous changes carried out over a given time.

In a given luminous condition each circuit is adjusted to a chosen value between zero and maximum.

The next luminous condition is defined by different values for any number of the circuits.

The luminous change makes it possible to move from the first to the second condition by a transfer occuring at the desired speed. In this operation all the circuits involved must pass from one value to a new prepared value. This explains the reason for a double fader for each circuit, one of which regulates the first value and the other allows the setting-up of the following condition.

Transfer requires no electromechanical or electromagnetic devices. It is purely electrical and it makes possible in all the circuits a linear adjustment over the same time from the first condition to the second (fig. 13).

4.4.4. *Memorisation of luminous intensity*

The lighting control for a complete production consists therefore of ensuring that at a given instant the change will occur from one lighting condition to another prepared condition

Ceci nous montre la raison d'être d'un double potentiomètre par circuit, l'un d'entre eux règlant la valeur restituée, l'autre permettant la préparation de l'état suivant.

Le transfert est exempt de tout dispositif mécanique, électromécanique ou électromagnétique. Purement électrique, il permet, pour tous les circuits d'assurer linéairement et en un même temps, le passage du premier état au second (fig. 13).

4.4.4. *Mémorisation de l'intensité lumineuse.*

La commande de l'éclairage de tout un spectacle consiste donc à assurer, à l'instant voulu, le passage d'un éclairage restitué, à un éclairage préparé, puis un second, etc.

Pour éviter les manipulations en cours de représentation, il est apparu utile de prévoir soit un très grand nombre de potentiomètres, ce qui augmente les dimensions des pupitres de commande, soit des mémoires permettant d'enregistrer, pour chaque circuit, la valeur de l'éclairage désiré, donc la position du curseur du potentiomètre de pilotage.

Outre les deux réglages généraux, appelés « pupitres », correspondant aux potentiomètres manuels du pupitre des commandes particulières, le jeu d'orgue possède six mémoires électromécaniques.

Lorsque l'éclairage d'une scène a été réglé pour chaque circuit par un des potentiomètres du pupitre particulier, on peut appuyer sur un bouton « enregistrement ». A ce moment, 120 sélecteurs téléphoniques correspondant chacun à l'un des circuits, viennent prendre la position correspondant à celle des curseurs des potentiomètres du pupitre.

Une signalisation de la mémoire, permet de s'assurer que toutes les manœuvres ont été effectuées correctement pour chacun des circuits.

Des corrections peuvent être opérées sur les enregistrements ainsi effectués.

4.4.5. *Possibilités du jeu d'orgue*

En incluant les deux préparations manuelles du pupitre, on voit qu'un même circuit peut être préparé à 8 valeurs différentes.

Les huit éclairages ainsi préparés peuvent être restitués individuellement ou simultanément, progressivement ou directement, par gradation à partir du 0 ou par transfert, ou simultanément par les deux manœuvres.

Les mémoires ou les pupitres peuvent être individuellement restitués ou préparés, mis sur transfert ou hors transfert, allumés ou éteints, gradués ou non, etc.

Pour permettre la réalisation d'effets très rapides ou très lents, des leviers généraux de gradation et de transfert ont été motorisés et l'on peut pré-régler la durée d'un effet qui se déroule sans intervention manuelle.

Des électriciens expérimentés obtiennent de ce jeu d'orgue les effets très divers nécessités par les spectacles différents se succédant dans cette salle ; mais le nombre relativement limité de mémoires les oblige à une préparation soigneuse des états enregistrés, et une virtuosité certaine est indispensable pour une exploitation complète de ces possibilités.

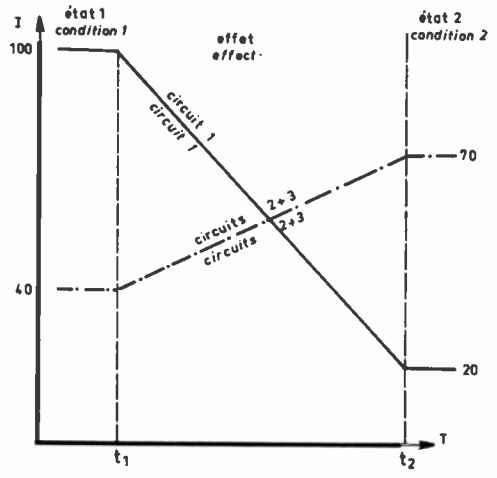


FIG. 13. — Effet de transfert appliqué à trois circuits
— Transfer effect applied to three circuits.

and then to another, and so on. To avoid adjustments during production, it seemed desirable to provide either a very large number of faders, which would make the control desk much bigger, or memories, making it possible to record for every circuit the value of the required lighting and therefore the position of the pointer on the control fader.

In addition to the two overall regulators corresponding to the manual faders of the special control desk, the console has six electromechanical memories.

When the lighting for a set has been adjusted for each circuit by one of the special desk faders, a recording button may be pressed. At that moment 120 telephone type selectors, each of which corresponds with one circuit, will take up a position corresponding to that of the potentiometer cursors on the desk.

Control signals from the memory make it possible to check that all the adjustments have been made correctly for each of the circuits.

Adjustments can be made to recordings stored in this way.

4.4.5. *Possibilities of the console*

Including the two manual settings of the desk, it can be seen that any circuit can be set up for eight different values. The eight conditions so set up can be restored individually or simultaneously, progressively or immediately, by fading from zero or by transfer, or by the two operations simultaneously.

The memories can be individually re-set or prepared, put on transfer or taken from transfer, lit or extinguished, faded or otherwise, etc.

For the achievement of very rapid or very slow effects, some gradation and transfer controls have been motorised and the duration of an effect can be pre-set so that it will then occur without manual intervention.

Experienced operators are able to obtain from this console the very varied effects necessary for the different presentations which follow one another in this studio but the relatively limited number of memories makes necessary a careful preparation of the recorded conditions and a highly developed essential skill for the fullest use of these possibilities.

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

PARIS, AVRIL 1965

Le 8e Salon International des Composants Electroniques s'est tenu à Paris, au Palais des Expositions de la Porte de Versailles, du 8 au 13 avril 1965. Cette manifestation a connu, cette année encore, un grand succès dont il faut féliciter les organisateurs du Syndicat des Industries de pièces détachées Radioélectriques et Electroniques et ceux des différents syndicats spécialisés placés sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Par comparaison avec les années passées, le Salon de 1965 avait encore une plus grande importance qui se traduisait par une plus grande surface d'exposition et un plus grand nombre d'exposants (dont une grande partie venait de l'étranger). En effet, le nombre total de stands a augmenté d'environ 20 % par rapport à 1964, cette augmentation globale se répartissant en 30 % pour les stands étrangers et 10 % pour les stands français. En ce qui concerne les étrangers, signalons un accroissement considérable du nombre des exposants américains qui passe de 87 en 1964 à 129 cette année tandis qu'un nouveau venu, le Japon, occupe immédiatement une place importante avec 25 exposants. Il est incontestable que cette manifestation a maintenant atteint le rang des plus grandes expositions mondiales consacrées à l'électronique. Quant au nombre de visiteurs, nous ne doutons pas qu'il ait été très important. D'ailleurs, de nombreux étrangers, présents à Paris pour assister au « Colloque International sur les Techniques des Mémoires » (5 au 10 avril 1965), ont certainement tenu à visiter le Salon. De plus, au 8e Salon des Composants, venait se joindre cette année le Premier Salon International d'Electroacoustique qui ne manquait pas d'attrait.

Comme par le passé, nous présentons ici un compte rendu sommaire de cette manifestation, en ne donnant des indications que sur les matériels présentant un caractère de nouveauté et en essayant de dégager les impressions générales et les tendances essentielles.

INTERNATIONAL EXHIBITION OF ELECTRONIC COMPONENTS

PARIS, APRIL 1965

The eighth Electronic Components Salon was held in Paris at the Palais des Expositions of the Porte de Versailles from April 8th to 13th, 1965.

This year the function once again achieved a great success, upon which the organisers of the Syndicate for the Radio and Electronic Components Industries are to be congratulated. Congratulations are also due to the organisers of the various specialist syndicates under the patronage of the National Federation of Electronic Industries.

In comparison with previous years, the 1965 Salon achieved an even greater importance manifested by a greater exhibition area, and a greater number of exhibitors (a large proportion of whom came from abroad). Actually the total number of stands increased by about 20 % in relation to 1964. This overall increase was made up of 30 % for foreign participation, there was a considerable increase in the number of American exhibitors which grew from 87 in 1964 to 129 this year, whilst a new comer, Japan, straightaway took an important place with 25 exhibitors. This function has now unquestionably reached the rank of the great world exhibitions devoted to electronics. As to the number of visitors, we have no doubt that this was very great. Also, many foreigners who were in Paris for the International Colloquium on Memory Techniques (April 5 th - 10 th 1965) have certainly visited the Salon. In addition, the first International Salon of Electro Acoustics this year joined the eighth Components Salon, and constituted a further attraction.

As in the past we are giving here a summarised account of the exhibition, mentioning only those items that present novel features, and attempting to pick out general impressions and basic tendencies.

WRH

Résistances et potentiomètres

Au Salon de cette année, nous avons constaté peu de nouveautés, dans ce domaine, tout au moins dans les résistances d'usage courant, aussi nous intéresserons-nous plus particulièrement aux composants de type professionnel, miniatures et subminiatures et pouvant présenter des caractéristiques convenant à du matériel spatial ou susceptible d'être embarqué ; après avoir donné un aperçu très succinct des nouveautés sur les résistances d'usage courant nous donnerons plus de détails sur les résistances à couches métalliques.

En ce qui concerne les résistances à couche de carbone d'usage courant, LCC présente la dernière née de la série RBX. Elle est isolée et a un diamètre de 1 mm pour une longueur inférieure à 6 mm. Elle peut dissiper 1/8 W.

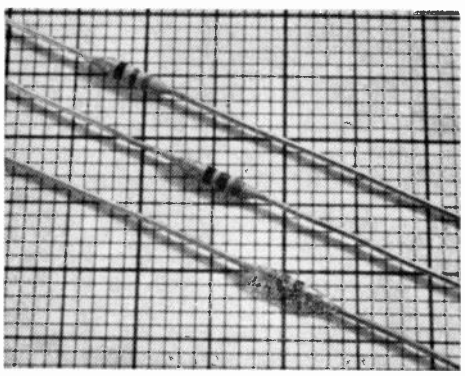


FIG. 1. — LCC. Résistance RBX.
RBX resistor.

SIEMENS, de son côté, a développé une nouvelle résistance à couche « Karbowid » sans embouts. A côté du modèle 0,5 W déjà existant, de valeurs comprises entre 10 Ω et 1,2 MΩ, se place un modèle miniature de ⌀ 2,5 mm et de longueur 6,7 mm. Ce type est conforme à la qualité 5 de la norme allemande DIN 41400 avec une dissipation de 0,33 W (jusqu'à 40 °C). Il est aussi conforme aux conditions MIL-R 10509 D/B, RN 55 avec une dissipation de 0,1 W (jusqu'à 70 °C). Le modèle standard est livré dans les valeurs comprises entre 10 Ω et 470 kΩ, en tolérances ± 10 %, ± 5 % et ± 2 %.

ELECTRONIC GMBH. présente des résistances de haute précision à couche de carbone, miniatures, type M de 1,8 W à 1 W. La gamme s'étend de 25 Ω à 100 kΩ (en précision ± 1 %) et 5 Ω à 5 MΩ en précision ± 10 %.

Dans le domaine des résistances à haute stabilité, LCC présente la RMX 012 qui peut dissiper 1/8 W à 70 °C avec une dérive inférieure à 1 % en 1 000 h. Elle est isolée. Ses dimensions sont de 2,3 × 6,5 mm et elle couvre la gamme de valeurs de 22 Ω à 470 kΩ.

Dans le domaine des résistances à couche métallique, LCC (EURISTA) présente la résistance RMF qui prolonge la série normale des résistances à couche métallique RMN vers les faibles valeurs. A partir de 4,7 Ω jusqu'à 1 kΩ ; cette résistance est enrobée.

Les résistances RPE sont des résistances à couche d'émail métallique pouvant dissiper, à 125 °C, des puissances notables de 1/8 W à 1/2 W, soit la moitié de leur dissipation nominale définie à 70 °C. Elles ont, en outre, l'avantage d'être réalisables à partir de 0,22 Ω jusqu'à 1 kΩ. Elles sont aussi enrobées.

Les résistances KIDCO-FRANCE sont fabriquées par la SAT. Cette société complète sa série de type M par une résistance 1/20 W de 30 Ω à 75 kΩ en tolérance standard de 1 %. Les résistances de ce type se caractérisent par un très bas coefficient thermique (jusqu'à ± 25·10⁻⁶/°C suivant la puissance nominale),

Resistors and potentiometers

We did not notice many novelties in this field at this year's Salon, at least as far as resistors in current use are concerned, and so we will concern ourselves more particularly with the professionnal type of component, both miniature and subminiature, which have characteristics suitable for space applications or which are likely to be so used. After a very short review of the novel components amongst the resistors in current use, we will give more details of metallic film resistors.

As far as carbon film resistors in current use are concerned, LCC shows the new comer to the series RBX. It is insulated, with a diameter of 1 mm and a length of less than 6 mm. It can dissipate 1/8 W.

SIEMENS, for their part, have developed a new film type resistor, « Karbowid », without end caps. Alongside the existing 0.5 W model, in the 10 Ω to 1.2 MΩ range, there is a miniature model of 2.5 mm diameter, 6.7 mm in length. This type is in accordance with quality 5 of the German standard DIN 41400, with a dissipation of 0.33 W (up to 40 °C). It also meets the requirements of MIL-R 10509 D/B, RN 55 with 0.1 W dissipation (up to 70 °C). The standard model is delivered in values between 10 Ω and 470 kΩ, with tolerances of ± 10 %, ± 5 % and ± 2 %.

ELECTRONIC GMBH shows miniature high precision resistor of the carbon film type, type M, 1/8 W to 1 W. The range is from 25 Ω to 100 kΩ, with ± 1 % accuracy, and from 5 Ω to 5 MΩ with ± 10 % accuracy.

In the high stability resistor field, LCC offer the RMX 012 which can dissipate 1/8 W at 70 °C with a drift of less than 1 % per 1 000 hours. It is insulated and its dimensions are 2.3 × 6.5 mm. It covers a range of values from 22 Ω to 470 kΩ.

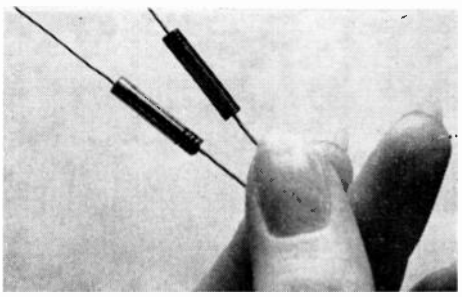


FIG. 2. — Siemens. Résistance Karbowid (cylindre de verre avec couche résistive interne en métal précieux).
Karbowid resistor (glass cylinder with internal resistive layer in precious metal).

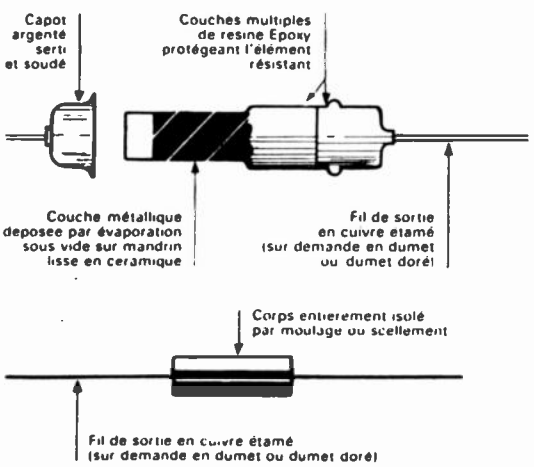


FIG. 3. — Kidko. Résistances type M (constitution interne).
Type M resistor (internal view).

une haute stabilité et une grande précision (jusqu'à 0,1 %). Leur fiabilité est garantie par un vieillissement en usine de 300 h afin d'éliminer les composants susceptibles de défaillances dues à des défauts de jeunesse.

La société SOVCOR (association de SOVIREL et CORNING) expose pour la première fois au Salon sous son nom. L'accent est mis plus particulièrement sur la miniaturisation avec les résistances à couche d'oxyde sur verre, à très haute stabilité type NS 55, NS 60 et NS 65 à 1 % et les résistances à haute stabilité CO 7 et C 20 en 2 % et 5 %.

SIEMENS présente d'une part une résistance bobinée à faible self, montée dans un boîtier en matière plastique et utilisable pour montage sur circuits imprimés. Cette résistance à sorties parallèles, bobinée en plusieurs couches, satisfait aux normes MIL et peut être utilisée jusqu'à des puissances de dissipation de 0,25 à 0,35 W, dans une plage de température allant de —55 °C à +140 °C. Les valeurs de résistance vont de 10 Ω à 10 kΩ pour la série 0,25 W et 10 Ω à 20 kΩ pour la série 0,35 W.

D'autre part, présentation d'une résistance miniature (mais pour applications industrielles), sous forme de résistance à curseur, pour circuits imprimés, et cadran indicateur rectangulaire numéroté de 0 à 9. Les fils de connexion disposés au pas de la grille 2,5 mm peuvent être sortis sur trois côtés différents pour montage soit vertical, soit sur flanc. La résistance, pour les valeurs ohmiques faibles, est bobinée et pour les plus élevées, elle est réalisée par une couche résistive sur support en verre. La variation est soit linéaire, soit exponentielle.

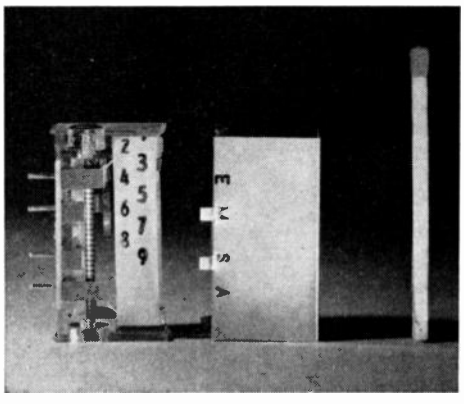


FIG. 4. — Siemens. Résistance miniature à curseur avec affichage, pour circuits imprimés.

Miniature slided resistor with an indicator dial for printed circuits.

En exécution bobinée, ces résistances sont livrables avec des valeurs de 100 Ω à 1,7 kΩ et en exécution à couche de 1,7 kΩ à 50 kΩ. La tolérance sur la valeur nominale est de ± 20 %, la puissance de dissipation maximale, de 0,25 W.

Ces résistances présentent les principaux avantages ci-dessous :

— très faible variation de la résistance dans le temps,
— très grande résistance de la surface aux frottements du curseur,
— insensibilité à l'humidité,
— protection contre les influences mécaniques et électriques.

ELECTRONIC GMBH présente aussi des résistances de haute précision à couche métallique type RN de 1/8 W. Tolérance de 0,1 % à 1 % dans la gamme 24,9 Ω à 1 MΩ.

Amongst the metal film resistors, LCC (EURISTA) presents the RMF resistor which extends the normal series of metal film resistors RMN towards the low value region. This resistor is of the insulated type for values from 4.7 Ω up to 1 000 Ω.

The RPE resistors are metallic enamel film resistors capable of dissipating the considerable powers of 1/8 to 1/2 W at 125 °C, that is half the nominal dissipation value specified at 70 °C. In addition they have the advantage that they can be obtained in values from 0.22 Ω up to 1 000 Ω. These also are of the insulated type.

The KIDCO-FRANCE resistors are manufactured by SAT. This firm completes its Type M series with a resistor of 1/20 W, 30 Ω to 75 kΩ and with a standard tolerance of 1 %. Resistors of this type are characterised by a very low temperature coefficient — (up to ± 25 ·10⁻⁶/°C, depending on the nominal dissipation) — high stability and high accuracy (up to 0.1 %). Their reliability is assured by a 300 hour ageing period in the factory to eliminate components liable to fail in the teething stage.

The SOVCOR concern (an association of SOVIKEL & CORNING) exhibited at the Salon for the first time under this name. The accent is placed more particularly on miniaturisation with resistors employing oxide film on glass, in the very high stability type NS 55, NS 60, and NS 65 of 1 %, and the high stability types CO 7 and C 20 of 2 % and 5 % respectively.

SIEMENS presents on the one hand a resistor with a low inductance winding in a plastic container for mounting in printed-circuits. This resistor has parallel lead-out wires, and is wound in several layers. It meets the MIL requirements and may be used up to 0.25 to 0.35 W dissipation over the temperature range from —55 °C up to +140 °C. The resistance values extend from 10 Ω to 10 kΩ for the 0.25 W series and from 10 Ω to 20 kΩ for the 0.35 W series.

On the other hand SIEMENS present a miniature resistor (for industrial applications) in the form of a slider adjusted resistor for printed circuits, with an indicator dial. The connecting wires are arranged for a grid spacing of 2.5 mm and can be brought out on three different sides for different mounting requirements, either vertical or on the side with a rectangular indicating dial numbered 0 to 9. The resistor is wire-wound for low values, and for high values it is in the form of a film deposited on glass. The law is either linear or exponential.

In the wire-wound type, the resistors can be obtained in values from 100 Ω to 1.7 kΩ, and in the film type from 1.7 kΩ up to 50 kΩ. The tolerance on the nominal value is ± 20 %, and the maximum power dissipation is 0.25 W.

These resistors offer the advantages detailed below :

— very small variations of resistance with time.
— very great resistance to wear, both as regards the wiper and the surface of the resistor.
— insensitivity to humidity.
— protection against mechanical and electrical interference.

ELECTRONICS GMBH also presents high precision resistors of metallic film construction, Type RN of 1/8 W. Tolerance, 0.1 % to 1 %, in the range 24.9 Ω to 1 MΩ.

Finally, two types of resistor particularly attracted our attention :

— MEPCO present metal film resistors of very high reliability, Types FE and FH. The tolerances are from 1 % to 0.1 % for Type FH and up to 0.05 % for Type FE. The temperature coefficient is from ± 100 ·10⁻⁶ to ± 15 ·10⁻⁶. The power dissipation is from 1/20 W to 1/2 W for the Type FE, and from 1/10 W to 1/2 W for the Type FH, for use at 125 °C. Resistance values from 15 Ω to 3 MΩ, depending on the tolerance and power dissipation. The Type FH is sealed.

Resistors of these types are very reliable and are used in all equipment for the American space programme.

— VISHAY-SFERNICE resistors combine compact dimensions and the high-frequency properties of film resistors with the accuracy

Enfin deux types de résistances ont particulièrement attiré notre attention :

— Chez MEPCO, présentation de résistances à couche métallique de très haute fiabilité, type FE et FH Les tolérances vont de 1 % à 0,1 % pour le type FH et jusqu'à 0,05 % pour le type FE. Le coefficient de température s'échelonne de $\pm$ 100·10^{-6} à $\pm$15·10^{-6}. La puissance dissipable va de 1/20 W à 1/2 W pour le type FE et de 1/10 W à 1/2 W pour le type FH, pour une utilisation à 125 °C. Valeurs ohmiques de 15 Ω à 3 MΩ suivant la tolérance et la puissance dissipable. Le type FH est étanche.

Ces types de résistances sont très fiables et utilisés dans toutes les réalisations du programme spatial américain.

— Chez VISHAY-SFERNICE, présentation de résistances qui combinent à la fois la petite taille et les propriétés en HF des résistances à couche, avec la précision et la stabilité des résistances bobinées de précision. Ce sont les modèles S 102, D 104 et D 105.

Une pellicule de métal, d'épaisseur appréciable (0,75 à 3,75 μ), est disposée sur un support diélectrique de grande surface (plastique ou verre). La surface de l'alliage résistant est enduite d'une couche photosensible et une image multiple de la résistance désirée est faite sur la couche sensible.

Après développement, les surfaces métalliques inutiles sont attaquées et les résistances élémentaires sont coupées dans les plaques. Des rubans de contact en métal sont soudés aux plages terminales d'une part et aux fils de sortie d'autre part, ce qui donne une connexion souple. Les résistances sont mises en tolérance en supprimant encore un peu de métal ou en coupant certaines lignes dans le tracé de la résistance. Après la mise en valeur, les résistances sont encapsulées dans un boîtier époxy ou protégées par revêtement d'une résine étanche. Le contrôle précis du coefficient thermique est obtenu par compensation mécanique des variations de résistivité de l'alliage. On peut obtenir jusqu'à 0 $\pm$ 1·10^{-6}/°C entre 0 et 60 °C.

Le coefficient de température dépend du choix de l'alliage et du support. Pour l'alliage K3, il est de 0 $\pm$ 5·10^{-6}/°C quelle que soit la valeur ohmique, et l'écart entre les coefficients de température de deux valeurs ohmiques quelconques n'excède pas 0,5·10^{-6}/°C entre —55° et +125 °C. De toutes façons, les écarts de coefficients de température ne dépassent pas $\pm$ 1·10^{-6} jusqu'à la température de l'azote liquide et les écarts restent faibles à des températures bien supérieures à 125 °C.

L'utilisation des techniques de photogravure de précision et les méthodes particulières d'ajustage permettent la fabrication de ces résistances en tolérances extrêmement serrées. Des tolérances initiales de 0,01 % sont couramment fabriquées et on peut réaliser des pièces à 0,005 % près l'une de l'autre.

Du point de vue fiabilité, il semble que la conception monolithique et la construction entièrement réalisée par soudures électriques doivent assurer à ces résistances une supériorité sur celles utilisant des contacts par pression, des peintures, des ciments et de la soudure tendre.

La gamme disponible s'étend de 100 Ω à 100 kΩ et la puissance dissipable de 150 mW à 1/2 W.

Dans le domaine des potentiomètres, peu de nouveautés par rapport à l'année précédente surtout dans la miniaturisation.

SPECTROL présente sa gamme courante de « trimmer » carrés ou modèles transistors. Les premiers types sont réglables sur 25 ou 42 tours, les seconds sur un tour et la gamme s'étend de 50 Ω à 50 kΩ. Ils répondent aux normes militaires les plus sévères et peuvent être enrobés. Utilisation de —55 °C à +150 °C Cette société présente en plus un nouveau modèle bouton à berceau pour circuit imprimé. Réglage sur un tour. Gamme de 50 Ω à 100 kΩ et utilisation possible de —65 °C à +175 °C.

and stability of precision wire-wound resistors. These are models S 102, D 104 and D 105.

A metal film of appreciable thickness (0.75 - 3.75 μ) is arranged on a dielectric support having a large surface area (plastic or glass). The surface of the resistive alloy is covered with a photosensitive layer and a multiple image of the required resistor is produced on the sensitive layer.

After development, the unwanted metal surfaces are etched away and the elementary resistors are cut into plates. Metal contact strips are soldered to the terminal points on the one hand and to the lead-out wires on the other, which gives a flexible connection. The resistors are brought within tolerance by removing more or less metal, or by cutting certain lines in the resistive track. After being brought within limits, the resistors are encapsulated in an epoxy casing, or are protected by a hermetic coating of resin. Precise control over the temperature coefficient is obtained by mechanical compensation of the variations of the resistivity of the alloy. One can obtain up to $\pm$ 1·10^{-6}/°C between 0 and 60 °C.

The temperature coefficient depends on the choice of the alloy and of the support. For the K3 alloy it is about 0 $\pm$ 5·10^{-6}/°C for all values of resistance, and the difference between the temperature coefficients for two values of resistance does not exceed 0.5 · 10^{-6}/°C between — 55 °C and + 125 °C. In no case does the difference between temperature coefficients exceed $\pm$ 1·10^{-6} down to the temperature of liquid nitrogen, and the differences remain small at temperatures well above +125 °C.

The use of precision photogravure techniques and the special methods of adjustment allow these resistors to be manufactured to extremely tight tolerances. Initial limits of 0.01 % are currently met, and components within 0.005 % of one another can be produced.

From the point of view of reliability, it appears that the monolithic conception and the use of electric welding throughout must make these resistors superior to those in which contacts are made by pressure, paints, cements, or soft solder.

The available range extends from 100 Ω to 100 kΩ and the power dissipation is from 150 mW to 1/2 W.

In the domain of potentiometers there are few novelties as compared with last year, particularly in respect of miniaturisation.

SPECTROL present their current range of square trimmers and transistor models. The first type is adjustable through 25 or 42 turns, the second through a single turn, and the range is from 50 Ω to 50 kΩ. They meet the most severs military requirements and can be totally enclosed. Temperature range —55° to +150°C. This firm also presents a new button model for printed circuits. Adjustment, one turn. Range from 50 Ω to 100 kΩ, temperature range —65 °C to +175 °C.

CONTELEC presents a new transistor type model, adjustable through one turn, range 10 Ω to 25 kΩ. This model is sealed and can work over the temperature range —55 °C to +150 °C.

BOURNS have a range of « Trimpots », sub-miniature and micro-miniature, either wire-round (100 Ω to 50 kΩ) or carbon track (20 kΩ to 1 MΩ) adjustable through 25 turns. These potentiometers are sealed.

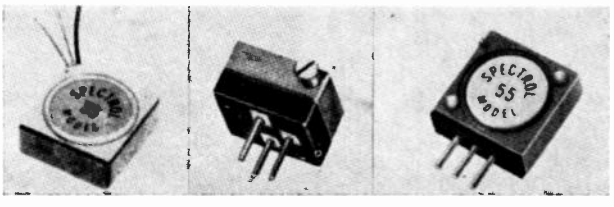


FIG. 5. — Spectrol. Potentiomètres « trimmer » 55.
« Trimmer » 55 potentiometer.

CONTELEC présente un nouveau modèle type transistor, réglable sur un tour dans la plage 10 Ω à 25 kΩ. Ce modèle est étanche et peut fonctionner dans la gamme —55° +150 °C.

Chez BOURNS, gamme de « Trimpot » subminiatures et microminiatures en bobiné (100 Ω à 50 kΩ) et au carbone (20 kΩ - 1 MΩ). Réglage sur 25 tours. Ces potentiomètres sont étanches.

En ce qui concerne les éléments non linéaires, nous avons pu remarquer les silistances que présente LTT. Ce sont des résistances silicium à coefficient de température positif (+7,5/°C). Elles peuvent dissiper jusqu'à 400 mW en fonctionnement continu à 25 °C et 1,5 W en surcharge pendant une seconde. Elles sont présentées en boîtier verre, à sorties axiales dorées, et elles sont rigoureusement étanches. La plage d'utilisation en température (fonctionnement ou stockage) s'étend de —40° à +170 °C. Elles s'adaptent particulièrement à la compensation des variations de caractéristiques des diodes et des transistors au silicium en fonction de la température. On peut aussi les utiliser dans un circuit de contre-réaction d'un étage à transistors pour annuler la variation du gain en fonction de la température ou pour rendre indépendante de la température une stabilisation de tension à l'aide de Zener.

Suivant les types, la plage de valeurs s'étend de 10 Ω à 1 kΩ en tolérances ± 10 % et ± 20 %.

CICE, de son côté, présente des thermistances type MA à faible résistance thermique. La plage de valeurs s'étend de 8,5 Ω à 20 kΩ. Le coefficient de dissipation thermique sans radiateur est de 10 mW/°C et avec radiateur de 35 mW/°C. La température d'utilisation maximale est de 130 °C.

Chez TRANSCO, présentation habituelle des résistances CTN bâtonnets ou disques et aussi des CTN miniatures en perle sous tube de verre dans la gamme 1 kΩ - 680 kΩ. On peut voir aussi les résistances CTP ou à coefficient de température positif qui se caractérisent par une variation très brutale et très importante de leur résistivité électrique à une température bien déterminée. Actuellement, peuvent être fabriquées des résistances CTP dont la température critique peut varier entre les limites de +60 °C et +120 °C. Le rapport entre la résistance au-delà de la température critique et la résistance en deçà de cette température est actuellement compris entre 10^3 et 10^4. L'allure-même de la variation de résistance d'une CTP autour du point critique peut être modifiée par la composition des matériaux utilisés. Les variations extrêmes qui peuvent être obtenues actuellement sont de 10 % par °C à 90 % par °C.

Enfin SIEMENS, en plus de ses thermistances, présente des résistances MDR. Ces résistances voient leur valeur dépendre des champs magnétiques auxquels elles sont soumises. On peut obtenir, pour ces résistances semiconductrices commandées magnétiquement, une variation très importante de la valeur de la résistance en fonction du champ magnétique de commande. Pour les inductions jusqu'à 3 kG, la variation est quadratique, pour des inductions plus importantes, elle est linéaire. Ceci est valable jusque dans le domaine des ondes centimétriques. La température maximale admissible de la surface semiconductrice est égale à 95 °C.

Condensateurs électrolytiques

Dans ce domaine on assiste surtout à une extension de la gamme des tensions de service. Nous avons remarqué quelques nouveautés parmi des composants déjà commercialisés et présentant les qualités nécessaires à du matériel embarqué.

In connection with non-linear elements, we noticed the silistors shown by the LTT. These are silicon resistors with a positive temperature coefficient (+7.5/°C). They can dissipate up to 400 mW in continuous operation at 25 °C and can withstand an overload of 1.5 W for a period of 1 second. They are glass cased and have gold-plated axial lead-out conductors ; they are hermetically sealed. The temperature range (working or storage) is from —40 °C to +170 °C. They are particularly suitable for compensating the variations with temperature in silicon ioded or silicon transistor characteristics. They can also be used in a negative feed-back circuit in a transistor stage for cancelling the gain, variation with temperature, or to make a Zener voltage stabiliser independent of temperature.

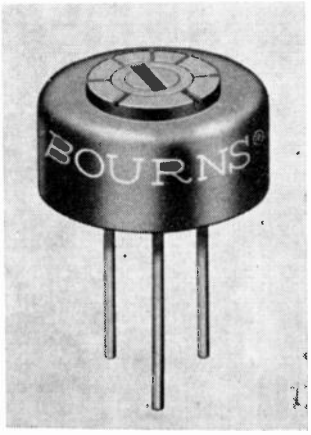


FIG. 6. — Bourns-Tranchant. Potentiomètre étanche Trimpot.

« Trimpot » sealed potentiometer.

Depending on the type, the range of values extends from 10 Ω to 1 kΩ, with tolerances of ± 10 % and ± 20 %.

CICE, present thermistors, Type MA, having a low thermal resistance. The range of values extends from 8.5 Ω to 20 kΩ. The coefficient of thermal dissipation without a radiator is 10 mW/°C, and with a radiator it becomes 35 mW/°C. The maximum useful temperature is 130 °C.

TRANSCO show the usual NTC resistors of rod or disc form, also miniature bead type resistors in glass envelopes in the range 1 kΩ to 680 kΩ. PTC resistors (positive temperature coefficient) are also on view characterised by a very abrupt and very large change in their electrical resistivity at a well defined temperature. At present it is possible to manufacture PTC resistors whose critical temperature can vary between the limits of +60 °C and +120 °C. The ration of the resistance beyond the critical temperature to the resistance below that temperature is between 10^3 and 10^4 at present. The shape of the resistance temperature characteristic of a PTC resistor in the region of the critical point can be modified by the composition of the materials used. The extreme variations that can be obtained at present are from 10 % per °C to 90 % per °C.

Finally SIEMENS in addition to their thermistors, present MDR resistors. These are resistors whose values depend on the magnetic fields to which they are subjected. With these magnetically controlled semiconductors a large variation in the resistance value can be obtained as a function of the controlling magnetic field. For values of induction up to 3 k/Gauss the variation follows a square law, and above this value it is linear. This holds up to the centimetric wave region. The maximum allowable temperature for the surface of the semiconductor is equal to 95 °C.

Electrolytic capacitors

The main feature in this field is the extension of the range of working voltage. We noted some novel features in the components already commercially available and which have characteristics suitable for space applications.

PRECIS présente des condensateurs au tantale sec type TS 60 polarisés, à courant de fuite réduit (cercle rouge). Cette version est à haute fiabilité. Elle est présentée sous tube métallique avec obturation étanche par perle de verre. La température de fonctionnement sous tension nominale peut aller de —60° à +85 °C et sous tension réduite de 30 %, de —80° à +125 °C. Suivant les modèles, la plage de valeurs s'étend de 0,1 μF à 680 μF en tolérance ± 10 % et ± 20 %. Les tensions de service s'échelonnent de 6 V à 75 V.

Nous trouvons aussi les condensateurs à électrolyte solide type C 65 « cordwood » pour micromodules. Plage d'utilisation de —80 à +125 °C gamme de 0,047 μF à 22 μF en tension de service de 3 V à 75 V.

Enfin, des condensateurs subminiatures au tantale sec, polarisés, dans la gamme 0,47 μF à 4,7 μF, ou non polarisés dans la gamme 0,033 à 2,2 μF. Tolérances ± 30 % : ± 20 % et ± 10 %. Tension de service de 6 V à 35 V_{cc}.

COGECO a étendu sa gamme des condensateurs électrochimiques basse tension qui allait de 1 μF à 2 500 μF en tension de service de 4 V_{cc} à 63 V_{cc}. Maintenant on a une gamme qui s'étend de 1 000 μF à 5 000 μF en tension de service 6,4 V_{cc}, 10, 16 et 25 V_{cc}. Par contre, la plage de température est réduite —25 °C à +55/70 °C. Cette société présente toujours ses condensateurs basse tension série « Alusec ». Ces électrochimiques aluminium à électrolyte solide offrent des avantages similaires à ceux des condensateurs au tantale sec auxquels ils s'apparentent par leur grande stabilité, leur aptitude à fonctionner dans une plage de température étendue, leur très grande durée de vie, leur fiabilité. Les tensions de service sont de 4, 10, 16, 25 et 40 V en capacité nominale de 2 μF à 100 μF et dans la plage de température de —80° à +85 °C.

Chez MICRO présentation d'un nouveau condensateur électrolytique miniature modèle MIN - 70, polarisé ou non couvrant la gamme 5 μF à 1 000 μF en tension de service de 10 V à 63 V. La température d'utilisation peut varier entre —40 °C et +70 °C

LTT présente plusieurs types de condensateurs au tantale sec en tension de service s'étageant de 6 V_{cc} à 35 V_{cc} et fonctionnant dans la plage de température s'étendant de —80° à 85 °C. Ce sont :

Le type PA - 85, polarisé, à sorties axiales, couvrant la gamme de 0,1 à 33 μF ; ce type peut fonctionner jusqu'à 125 °C.

Un modèle non polarisé NPA - 85, à sorties axiales, couvrant la gamme 0,22 μF à 150 μF, et un modèle pour câblages imprimés PCI couvrant la gamme 0,33 μF à 220 μF. Ce modèle peut descendre en température jusqu'à —85 °C.

Enfin, AIR-TRONIC présente toujours quelques réalisations très intéressantes :

— des condensateurs subminiatures pour modules cordwood ou micro-circuits, polarisés ou non, en type CD 0 à CD 5. Ils sont utilisables de —55° à + 125 °C et, pour le type cordwood étanche, de —80 à +125 °C. Les tensions de service s'échelonnent de 2 V à 50 V et les différentes gammes couvrent la plage de valeurs de 0,001 μF à 68 μF.

— la série habituelle « point rouge » à haute fiabilité (vieillissement de 300 h), type polarisé ATR ou non polarisé ATRN. Ils sont utilisables de —80 à 125 °C en tensions de service de 6 V_{cc} à 125 V_{cc} suivant les types. Gamme de valeurs de 0,0024 μF à 330 μF.

— et surtout une nouvelle série « point vert » type ATV polarisés, à sorties axiales et à très haute fiabilité garantie (vieillissement de 1 000 h). Ils sont utilisables dans la plage de température —80 °C à +125 °C. Une nouvelle technique de vieillissement accéléré et de surdimensionnement de l'anode leur garantit une fiabilité 10 à 50 fois supérieure à celle des condensateurs au tantale classique. Leur courant de fuite est très faible et inférieur à 0,001 μA par μF/V. La gamme couvre

PRECIS presents polarised dry tantalum capacitors Type TS 60, with low leakage current (red circle). This is a high-reliability version. It has a tubular metal case, hermetically sealed with glass seal terminals. The working temperature at the nominal voltage is from —60 °C to +85 °C. With the voltage de-rated by 30 % the temperature range is from —80 °C to +125 °C ; according to the model, the range of capacitance values extends from 0.1 μF to 680 μF, with tolerances of ± 10 % and ± 20 %. The working voltages go from 6 V to 75 V.

There are also capacitors with solid electrolyte. Type C 65, « cordwood », for micro modules. Temperature range —80 °C to +125 °C, values from 0.047 μF to 22 μF, and working voltage from 3 V up to 75 V.

Finally subminiature dry tantalum capacitors, polarised in the range 0.47 μF to 4.7 μF, or non-polarised in the range 0.033 μF to 2.2 μF. Tolerances ± 30 %, ± 20 % and ± 10 %. Working voltage 6 V to 35 V, d/c.

COGECO have extended their range of low voltage electrochemical capacitors, which formerly went from 1 μF to 2 500 μF for a working voltage range of 4 V d/c to 63 V d/c. Now there is a range from 1 000 μF to 5 000 μF for working voltages of 6.4 V d/c, 10, 16 and 25 V d/c. On the other hand, the temperature range has been reduced, —25 °C to 55/70 °C. This firm is still presenting the « Alusec » series of low voltage capacitors. These solid electrolyte aluminium capacitors offer advantages similar to those of dry tantalum capacitors, to which they are related in respect of their high stability, their ability to function over a wide temperature range, their very long life and their reliability. The working voltages are 4, 10, 16, 25 and 40 V ; the nominal capacitance values are from 2 μF to 100 μF and the temperature range from —80 °C to +85 °C.

MICRO have a new miniature electrolytic capacitor model MIN-70, polarised or non-polarised, covering the range 5 μF to 1 000 μF, with working voltages from 10 V to 63 V. The working temperature can vary between —40 °C and +70 °C.

LTT present several types of dry tantalum capacitors for working voltages from 6 V d/c to 35 V d/c and for a temperature range from —80 °C to +85 °C. They are type PA-85, polarised, with coaxial lead-out wires, covering the range 0.1 to 330 μF ; this type can function up to 125 °C.

A non-polarised model NPA-85, with coaxial lead-out wires covers the range 0.22 μF to 150 μF, and a model for printed circuit use, PCI, covers the range 0.33 μF to 220 μF. This model will work at —85 °C.

Finally AIR-TRONIC again has some very interesting products :

— sub-miniature capacitors for cordwood modules or for micro circuits, polarised or non-polarised, in Types CD 0 to CD 5. They can be used from —55 °C to +125 °C, and for the sealed cordwood type, from —80 °C to +125 °C. Working voltages are from 2 V to 50 V and the different sets cover the values from 0.001 μF up to 68 μF.

— the usual « red dot » series, of high reliability (aged for 300 h), Type ATR, polarised or Type ATRN, non-polarised, can be used from —80 °C to +125 °C, and the working voltages are from 6 V d/c to 125 V d/c, according to type. Values are from 0.0024 μF to 330 μF.

— and above all, a new « green spot » series, Type ATV polarised, with axial lead-out wires and of guaranteed very high reliability (1,000 h ageing). They can be used from —80 °C up to +125 °C. A new method of accelerated ageing and the over-dimensioning of the anode guarantee a degree of reliability 10 to 50 times greater than that of the classic tantalum capacitors. Their leakage current is very small, being less than 0.001 μA per μF/V. The range covers the values from 0.015 μF to 330 μF in working voltages of 6 V d/c to 50 Vd/c, with tolerances of ± 20 %, ± 10 % and ± 5 %. The standard rates of faults in % per thousand hours vary between 10 % and 0.001 %. On request it is possible to get the rate down to 0.00001 %, and a certificate of reliability can be provided.

les valeurs de 0,015 μF à 330 μF en tensions de service de 6 V_{cc} à 50 V_{cc} et en tolérances ± 20 %, ± 10 %, ± 5 %. Les taux standard d'apparition de défauts en % par milliers d'heures s'étagent de 10 % à 0,001 %. Sur demande, il est possible de descendre jusqu'à 0,000 01 % et un certificat de fiabilité peut être délivré.

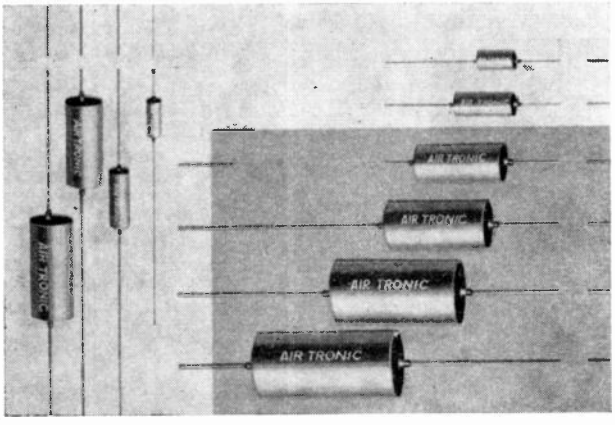


FIG. 7. — Air-Tronic. Condensateurs point rouge et point vert.

Red circle and green circle condensers.

Condensateurs à diélectrique verre, mica et céramique

Dans le domaine des condensateurs à diélectrique verre, nous n'avons constaté aucune nouveauté par rapport au précédent Salon.

SOVCOR présente toujours sa série CYFM particulièrement stable et fiable dans la gamme 1 pF à 10 000 pF.

Chez JFD on retrouve les condensateurs ajustables à verre de type N dont la constante diélectrique a été améliorée de 30 % pour avoir une réduction de dimensions pour la même plage de variation de capacité.

En ce qui concerne les condensateurs à diélectrique mica, on assiste à une extension des gammes réalisées, une augmentation de la limite supérieure de la température de fonctionnement, et de la gamme des tensions nominales proposées.

LCC présente des modèles qui peuvent fonctionner en régime permanent jusqu'à 155 °C. Apparition d'un nouveau condensateur bouton à sorties par perles de verre présentant une étanchéité absolue. Il se recommande pour tous les problèmes exigeant les plus hautes performances climatiques. Capacités de 10 à 33 000 pF. Tension nominale 3 000 V_{cc}. D'autre part, un condensateur bouton « miniature » de diamètre 8 mm s'adresse aux utilisateurs procédant au surmoulage des composants et qui travaillent sous une tension inférieure ou égale à 63 V_{cc}. Capacités de 10 à 470 pF.

LCC présente aussi des condensateurs moulés « miniature » à diélectrique mica type MUD (connexions parallèles) et MCD (connexions axiales). Capacités de 10 pF à 330 pF. Tension nominale 63 V_{cc}. Plage de fonctionnement en température —55° +125 °C. On trouve aussi un modèle subminiature moulé à connexions axiales, plus particulièrement destiné au câblage « fagot », de 4,7 pF à 330 pF sous 63 V_{cc}.

Chez PRECIS, on remarque le condensateur parallélépipédique sous enrobage étanche, subminiature type MCF-CA 105. Il couvre la gamme 5,6 pF à 470 pF en tolérances de 10 % à 1 % et tension nominale de 63 V_{cc} à 300 V_{cc}. Les types MP CA 10 et CA 110 voient leur plage de valeurs étendue à 2 200 pF : de 4,7 pF à 1 000 pF, en tension nominale 63 V_{cc}, 300 V_{cc}

Capacitors with glass, mica, and ceramic dielectric

In the field of glass dielectric capacitors, we did not find any novel features in comparison with the previous Salon.

SOVCOR again present their Series CYFM of specially stable and reliable capacitors in the range 1 pF to 10,000 pF.

JFD have adjustable glass capacitors, Type N, in which the dielectric constant has been improved by 30 %, giving a reduction in dimensions for the same range of capacitance variation.

As far as mica dielectric capacitors are concerned, there is an extension in the range of values produced, an increase in the upper limit of working temperature, and in the range of recommended working voltages.

LCC present models suitable for continuous operation up to 155 °C, and there is a new button capacitor with glass seal terminals giving hermetic sealing. It appears suitable for all applications requiring the highest climate-resisting properties. Capacitances from 10 to 33,000 pF. Nominal voltage 3,000 V d/c. On the other hand, a miniature button capacitor 8 mm in diameter will appeal to users for encapsulation purposes where the working voltage is equal to or less than 63 V d/c. Capacitance value range from 10 to 470 pF.

LCC also present miniature moulded capacitors with mica dielectric, Type MUD (parallel lead-out) and MCD (axial lead-out). Capacitance values from 10 pF to 330 pF. Nominal voltage, 63 V d/c. Working temperature range —55 °C to +125 °C. There is also a sub-miniature moulded model with axial lead-out conductors more particularly intended for « fagot » wiring, from 4.7 pF to 330 pF, 63 V d/c.

PRECIS show a sub-miniature capacitor in the form of a parallelopiped, hermetically sealed, Type MCF-CA 105. It covers the range 5.6 pF to 470 pF, with tolerances of from 10 % to 1 %, and nominal working voltages from 63 V d/c to 300 V d/c.

The Types MC CA 10 and CA 110 have been extended in range to 2,200 pF ; between 4.7 pF and 1,000 pF, the nominal voltages are 63 V d/c, 300 V d/c and 500 V d/c, whilst for values between 1,000 and 2,200 pF the nominal voltages are 63 V d/c and 300 V d/c.

In the field of ceramic dielectric capacitors, the LCC present the same types as at the last Salon, but the working temperature range has been extended to 155 °C. There are *barrier layer*

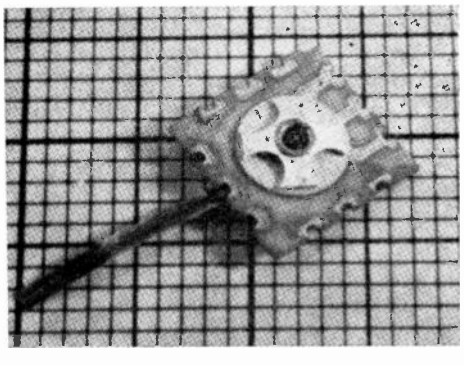


FIG. 8. — LCC. Condensateur moulé miniature.

Miniature moulded capacitor.

et 500 V_{cc} et de 1 000 à 2 200 pF, en tension nominale 63 V_{cc} et 300 V_{cc}.

Dans le domaine des condensateurs à diélectrique céramique, LCC présente les mêmes types qu'au salon précédent mais la gamme de température d'utilisation a été étendue à 155 °C. On retrouve les condensateurs à *couche d'arrêt* de 10 000 pF à 470 000 pF en tensions nominales 3, 12, 30 V_{cc} et les tuners de diamètre 5 et 7 mm spécialement mis au point pour les micro-modules. Capacités de 1,5/5 pF à 5/18 pF en 50 V_{cc} et de 3/10 pF à 8/25 pF en 350 V_{cc}.

La principale nouveauté est le condensateur « Cerfeuil » qui semble présenter pour le domaine spatial des qualités extrêmement intéressantes. Le diélectrique de base est une céramique d'épaisseur comprise entre 80 et 200 μ suivant la tension de service envisagée, obtenue par coulage, ce qui assure au diélectrique une homogénéité absolue en évitant toute contrainte. Cette technique consiste à répandre sur une plaque parfaitement plane une suspension de fines particules de céramique dans une matière plastique liquide qui sera éliminée ultérieurement. L'épaisseur est controlée de façon continue. Les électrodes sont obtenues par frittage d'un métal conducteur, choisi pour sa faible affinité chimique avec les constituants de la céramique, même à très haute température. Le palladium a finalement été choisi ; mais il doit être préparé dans des conditions particulières. Son application sur le diélectrique est réalisée par une méthode d'impression analogue à la sérigraphie. La découpe du diélectrique métallisé et l'empilement des lamelles se fait par des machines automatiques qui transforment le tout en un bloc compact par application d'une pression de plusieurs tonnes par centimètre carré. Le nombre de lames actives peut varier entre une et vingt, le nombre de lames total n'étant jamais inférieur à sept pour que le bloc ait une solidité mécanique suffisante. La cuisson s'effectue à une température comprise entre 1 200 et 1 400° suivant le diélectrique. Les électrodes sont mises en parallèle par dépôt d'argent. La protection est assurée par un moulage dans une résine thermodurcissable dont les coefficients instantanés de dilatation sont accordés avec ceux de la céramique. entre —55° et +155 °C.

Actuellement les condensateurs « Cerfeuil » sont prévus pour un service permanent à 125 °C sans réduction de la tension appliquée. Des études laissent prévoir une possibilité de service continu à 155 °C puis à 180 °C et plus.

Du point de vue fiabilité, l'association de la technique du coulage et du pressage conduit à une céramique parfaitement homogène, de granulométrie extrêmement fine qui évite tout risque de « point chaud » où il pourrait y avoir accumulation

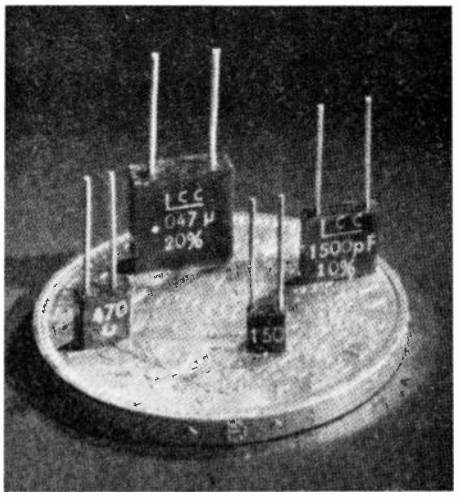


FIG. 9. — LCC. Condensateur « Cerfeuil ».

« Ceramic-foil » capacitor.

capacitors of from 10,000 pF to 470,000 pF, with nominal voltages of 3, 12 and 30 V d/c, and tuners of 5 and 7 mm diameter, specially constructed for micro-modules. Capacitances from 1.5/5 pF to 5/18 pF at 50 V d/c and from 3/10 pF to 8/25 pF at 350 V d/c.

The chief novel component is the « ceramic-foil » capacitor, which seems to have characteristics making it particularly suited to space applications. The basic dielectric is a ceramic between 80 and 200μ in thickness according to the working voltage required, and produced by a « casting » process which ensures absolute homogeneity in the dielectric, all constraint being avoided. In this technique, a suspension of fine ceramic particles is poured on to a perfectly plane plate. The liquid (of plastic material), is finally eliminated, and the thickness is under continuous observation and control. Electrodes are formed by the deposition of a conducting metal chosen for its low chemical affinity with the ceramic ingredients, even at very high temperatures. Palladium was finally chosen for this purpose, but it must be prepared under very special conditions. It is applied to the dielectric by a printing process. The metallised dielectric is cut into sections or leaves and the sections are stacked by automatic machines which transform the whole into a block by the application of a pressure of several tons per square centimetre. The number of active leaves can vary from one to twenty, but the total number of leaves must never be less than seven in order that the block may have sufficient mechanical strength. Firing is at a temperature between 1,200 and 1,400 °C according to the dielectric. The plates are paralleled by the deposition of silver. Protection is provided by moulding in thermo setting resin, whose instantaneous coefficients of dilation match those of the ceramic from —55 to +155 °C.

At present, ceramic foil capacitors are suitable for continuous operation at 125 °C without reduction in applied voltages. It is expected that in future continuous operation will be possible at 155 °C and later at 180 °C and above.

From the point of view of reliability, the combination of the techniques of « casting » and pressing produces a perfectly homogeneous ceramic, of extremely fine granularity which entirely eliminates the risk of « hot spots », where an accumulation of static charge within the dielectric might occur. Deterioration due to ionisation cannot occur on account of the process which transforms the stack into a solid block. Finally, the great stability of palladium avoids all risk of chemical action between the dielectric and the metallic plates of the capacitor, even at high temperatures or under exceptional climatic conditions.

A first series is offered for a working voltage of 63 V d/c. It extends from 12 pF to 4,300 pF in ceramic of Type I (having a defined temperature coefficient) and from 470 pF to 0.1 μF for ceramic of Type II (for decoupling). Prototypes have already been made for 200 V d/c working voltage.

SCIONICS exhibit three models of sub-miniature barium titanate capacitors :

— Capacitors with axial lead-out wires, 10 pF to 10,000 pF at 200 V d/c ; 1,000 pF to 20,000 pF (cylindrical) or 10,000 pF to 1 μF (rectangular) at 50 V d/c. They can be delivered in a moulded version, or in a lacquered version for micro-modules

— « Pellet » capacitors are available in round or rectangular form, from 275 pF to 275,000 pF with a working voltage of 50 V d/c.

— « Hermetic » capacitors for printed circuits, in a hermetically sealed metal case, the 220 V d/c series extending from 10 pF to 10,000 pF, and the 50 V d/c series up to 100,000 pF.

de charges statiques à l'intérieur du diélectrique. Les détériorations par ionisation au niveau des épargnes ne peuvent se produire, celles-ci étant auto-protégées par le frittage qui transforme l'empilement en un bloc compact. Enfin la grande stabilité du palladium empêche toute réaction chimique entre diélectrique et armatures, même aux températures élevées ou sous l'effet de conditions climatiques exceptionnelles.

Une première série est offerte en tension de service 63 V_{cc}. Elle couvre une gamme de 12 pF à 4 300 pF en céramique de type I (coefficient de température défini) et de 470 pF à 0,1 μF en céramique de type II (découplage). Des prototypes ont été déjà réalisés en tension de service 200 V_{cc}.

Chez SCIONICS nous trouvons trois formes de condensateurs subminiatures au titanate de baryum :

— des condensateurs à sorties axiales en 200 V_{cc} de 10 pF à 10 000 pF et en 50 V_{cc} de 1 000 pF à 20 000 pF (cylindriques) et 10 000 pF à 1 μF (rectangulaires). Ils peuvent être livrés en version moulée ou en version vernies pour les micromodules ;

— des condensateurs « Pellets » se présentant sous forme de pastilles rondes ou rentangulaires de 275 pF à 275 000 pF ayant une tension de service de 50 V_{cc} ;

— des condensateurs « Hermétiques » pour circuits imprimés, sous boîtier métallique scellé, rigoureusement étanche, série 200 V_{cc} de 10 à 10 000 pF et série 50 V_{cc} jusqu'à 100 000 pF.

Condensateurs au papier et à films plastiques

Chez SIEMENS de nouvelles recherches sur la régénération des diélectriques métallisés a conduit au nouveau condensateur MPV. Ce condensateur réunit les avantages du condensateur au papier métallisé et ceux d'un diélectrique à très faible perte. Ses dimensions sont petites et son pouvoir d'autocicatrisation élevé. Son facteur de perte est plus petit que celui des condensateurs au papier métallisé. Il est indépendant de la température et sa valeur se situe entre 0,5 et $3 \cdot 10^{-3}$. Ces condensateurs sont présentés dans des boîtiers métalliques soudés étanches, à sorties à travers un disque céramique. Tensions de service 400, 630 et 1 000 V. Gamme de capacités de 0,068 μF à 10 μF en tolérances ± 10 % à ± 0,5 %. La plage de température s'étend de —55 à +100 °C.

D'autre part la gamme des condensateurs à diélectrique plastique présente quelques nouveautés et améliorations intéressantes.

Sur les condensateurs MKL (laque métallisée), des essais longue durée ont permis d'augmenter la tension de service de 50 V à celle de 63 V normalisée (série IEC) et la gamme a été complétée par une série de tension 630 V. Ces condensateurs peuvent être livrés soit en exécution tube aluminium, soit en exécution étanche (cartouche et perle de verre), dans les valeurs de 0,1 à 10 μF en tensions nominales 63, 100, 160, 250, 630 V. Les capacités de 22, 47 et 100 μF peuvent être livrés pour une tension de 100 V.

On trouve des condensateurs mylar MKW dont la série a été complétée. Ce sont des modèles plats à bords arrondis et sorties axiales. Ils sont livrables dans la gamme de 1,2 à 10 μF en 250 V_{cc} et de 1,2 à 47 μF en 400 V_{cc}.

D'autre part, un nouveau modèle est présenté, également en exécution plate : l'enroulement du condensateur est monté dans un boîtier plastique rectangulaire bouché à l'araldite (voir photo). Ces condensateurs sont prévus pour montage sur circuits imprimés et sont livrables dans les séries de tension 250, 400 et 650 V avec des capacités allant de 0,01 à 1 μF. Ces condensateurs sont mieux protégés contre l'humidité que les modèles plats à bords arrondis.

COGECO présente des condensateurs au polyester métallisé série HI-FI en tension de service 160 V_{cc} et couvrant la gamme de capacités 10 nF à 2,2 μF. Utilisation possible dans la plage

Paper and plastic film capacitors

SIEMENS have carried out new researches into the self-healing properties of metallised dielectrics, and as a result have produced a new capacitor, Type MPV. This capacitor combines the advantages of the metallised paper capacitor with those of a very low loss dielectric. It is of small dimensions and possesses great self-healing powers. Its loss factor is lower than that of metallised paper capacitors, and is independent of temperature, lying between 0.5 and $3 \cdot 10^{-3}$. These capacitors are available in metal cases, soldered and sealed, the connections being brought out via ceramic disc terminals. Working voltages 400, 630 and 1,000 V. Capacitance range from 0.068 μF to 10 μF with tolerances of ± 10 % down to ± 0.5 %. The temperature range is from —55 °C to +100 °C.

The range of plastic dielectric capacitors also presents some new features and improvements which are of interest.

Long term tests on the MKL capacitors (metallised lacquer) have enabled the working voltage of 50 V to be increased to the standardised minimum value of 63 V (IEC series). Also the range has been completed by a 630 V series. These capacitors can be delivered either in the tubular aluminium construction, or hermetically sealed with glass seal terminals, in values from 0.1 to 10 μF, and with nominal voltages of 63, 100, 160, 250 and 630 V. Capacitors of 22, 47 and 100 μF can be provided, for a working voltage of 100 V.

The series of MKW mylar capacitors has been completed. These are flat with rounded edges and with axial lead-out conductors. They are obtainable in the range 1.2 to 10 μF for 250 V d/c working, and from 1.2 to 47 μF for 400 V d/c working.

A new model has also been produced, again of flat construction. The capacitor unit is mounted in a rectangular plastic case which is sealed with araldite. These capacitors are intended for mounting in printed circuits, and are obtainable in the 250, 400 and 650 V series in capacitances from 0.01 to 1 μF. The protection of these capacitors against humidity is better than that of the flat models with rounded edges.

COGECO present their HI-FI series of metallised polyester capacitors with a working voltage of 160 V d/c and covering the capacitance range of 10 nF to 2.2 μF. The temperature range is —55 °C to +125 °C. They are of tubular type hermetically sealed, and the range is shortly to be extended to working voltages of 250 and 400 V d/c.

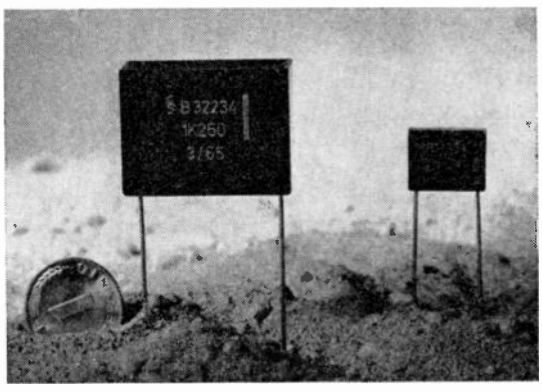


FIG. 10. — Siemens. Condensateurs MKH.

MKH Capacitor.

de température —55° à +125 °C. Ils sont présentés sous tube métallique, rigoureusement étanche, et la gamme doit bientôt s'étendre à des tensions de service de 250 et 400 V_{cc}.

Nous trouvons aussi des condensateurs au mylar stable, série MAS. Cette nouvelle série est destinée à satisfaire à l'exigence de haute stabilité liée à l'exigence de tolérance étroite d'une part, et d'autre part à l'exigence de haute fidélité. La série MAS est de conception originale. L'élément actif du condensateur est constitué par une bobine de mylar imprégné araldite, disposée à l'intérieur d'un tube époxy, de façon à assurer la protection mécanique et climatique. Ces condensateurs sont spécialement recommandés pour tous les montages où la précision de la capacité est requise non seulement en valeur initiale mais aussi dans le temps. La gamme de capacité s'étend de 4,7 nF, à 1 µF, en tension de service 100 V_{cc}, la plage de température d'utilisation étant de —40° à +85 °C.

La gamme des condensateurs « Placo » répond aux besoins des circuits imprimés. La bobine de ces condensateurs utilise, suivant les caractéristiques, du polyester (mylar) ou du polyester métallisé. Les connexions sont radiales. Les tensions de service sont de 160, 250 et 400 V_{cc} et la gamme de capacité va de 1 nF à 1 µF. Plage de température d'utilisation : —40 ° à +85 °C.

Dans les productions courantes, notons que les condensateurs « Entente » papier-huile tubulaires et rectangulaires ont reçu l'homologation CCTU.

Precis présente des condensateurs au polycarbonate, série haute stabilité. Ce sont les condensateurs miniatures PA 64 et CI 64 (pour circuits imprimés). Ils couvrent la gamme de 680 pF à 10 µF en tension de service de 63 V à 400 V. Ces modèles sont étanches. Utilisation possible de —55 à +125 °C.

Nous avons aussi des condensateurs miniatures au polycarbonate métallisé PA 63 et CI 63 de 10 000 pF à 10 µF et dont la tension de service s'étend de 63 V à 400 V_{cc}.

Sont présentés aussi des condensateurs parallélépipédiques au mylar type P 64 et PF 64 pour circuits imprimés. Ils couvrent la gamme de 680 pF à 10 µF en tension de service de 63 V_{cc} à 630 V_{cc}.

Enfin la société LTT présente un certain nombre de condensateurs au polystyrène pour câblages imprimés, très haute sécurité, étanches. Ils sont utilisables de —55 à +85 °C, en tension de service 63 V et 100 V_{cc}. Plage couverte : 100 pF à 226 000 pF.

Nous trouvons aussi des condensateurs au polyester, métallisé ou non, pour câblages imprimés et des condensateurs au polycarbonate métallisé type PCM, enrobé, couvrant la plage 10 nF à 4,7 µF, en tension de service 160 V_{cc}.

Chez Kliatchko, présentation de la gamme habituelle de condensateurs au papier imprégné, de dimensions réduites et hautes performances. Ils sont étanches. Tension de service 63, 125 et 150 V_{cc}. Gamme 4 700 pF à 2 µF. Température d'utilisation de —55 à +125 °C.

Matériaux et circuits magnétiques

Dans le domaine des circuits en ferrite pour basse fréquence et fréquences radioélectriques, on note peu de nouveautés par rapport au Salon de 1964. En ce qui concerne les matériaux, l'accent est mis sur les ferrites à forte perméabilité (µ compris entre 3 000 et 5 000) :

— Chez LTT, le matériau 2003 est utilisé sous forme de pots de la série internationale sans entrefer. L'inductance spécifique nominale du pot FP 22×13 est par exemple supérieure ou égale à 5 600 nH/spire.

There are also stable mylar capacitors, series MAS. This new series is intended to satisfy the demand for high stability combined on the one hand with the requirement of close tolerances and on the other hand with that of high reliability. The MAS series is of an original design. The active element of the capacitor consists of a mylar unit impregnated with araldite, and placed inside a tube of epoxy so as to provide mechanical and climatic protection. These capacitors are specially suitable for all circuits where the capacitance value must be very precise not only initially, but also with time. The capacitance range is from 4.7 nF to 1 µF, and the working voltage is 100 V d/c. The temperature range is from —40 °C to +85 °C.

The Placo range of capacitors meets the requirements of printed circuits. The capacitors use polyester (mylar) or metallised polyester according to the characteristics required. Connections are radial. The working voltages are 160 to 250 and 400 V d/c, and the capacitance range is from 1 nF to 1 µF. The temperature range is from —40 °C to +85 °C.

It should be mentioned that of the current productions the « Entente » capacitors of the oil impregnated paper type and of tubular or rectangular form have received CCTU approval.

Precis present polycarbonate capacitors, in a high stability series. These are miniature capacitors, PA 64 (for printed circuits). They cover the range from 680 pF to 10 µF for working voltages from 63 V to 400 V. These models are hermetically sealed. The temperature range is —55 °C to +125 °C.

There are also miniature metallised polycarbonate capacitors PA 63 and CI 63 from 10,000 pF to 10 µF with working voltages between 65 V and 400 V d/c.

Mylar capacitors of parallelopiped form are also presented in Types P 64 and PF 64 for printed circuits. They cover the range from 680 pF to 10 µF and have working voltages from 63 V d/c to 630 V d/c.

The LTT presents a certain number of polystyrene capacitors of very high reliability and hermetically sealed, for printed wiring. They can be used from —55 °C to +85 °C and their working voltages are from 63 V to 100 V d/c. They cover the range 100 pF to 226,000 pF.

There are also polyester capacitors, both metallised and non-metallised, for printed wiring, and metallised polycarbonate capacitors, Type PCM, sealed, covering the range 10 nF to 4.7 µF, and having a working voltage of 160 V d/c.

Kliatchko present the usual range of impregnated paper capacitors, of small size and high performance. They are sealed. Working voltage 63 to 125 and 150 V d/c. Range 4,700 pF to 2 µF. Temperature range from —55 to +125 °C.

Magnetic materials and assemblies

In the domain of ferrite assemblies for low frequencies and for radio frequencies, there are few novelties in comparison with the 1964 Salon. As far as materials are concerned, the accent is on ferrites having high permeability (µ between 3 000 and 5 000).

— LTT material 2003 is used in the form of pots in the international series, without slugs. The nominal specific inductance of pot FP 22×13 for example is equal to or greater than 5 600 nH/turn.

— Chez COPRIM, la matériau 3E2 est utilisé sous forme de circuits H avec carcasses à connexion (H7, H10, H20). Le circuit H20 a une inductance spécifique de 5 500 nH/spire pour l'encombrement du pot FP 18×11.

— Chez SIEMENS, des pots de très petites dimensions (7×4. 5,8×3,3) sont réalisés en matériau N30 avec des inductances spécifiques de 2 000 et 1 500 respectivement.

Les Sociétés LTT et COPRIM présentent également des carcasses à connexion pour pots de la série internationale ; le dispositif permet de poser et de raccorder sur un circuit imprimé des bobines dont l'encombrement est pratiquement égal à celui du parallélépipède circonscrit au pot nu.

Dans le domaine des profils en alliage magnétique, IMPHY et VACUUMSCHMELZE (RFA) présentent à nouveau des profils collés et des tores coupés en Anhyster et en Mumétal. Les circuits permettent de réduire la durée de réalisation d'une bobine mais, en contre-partie, voient leurs performances en perméabilité initiale largement abaissées. Ils présentent encore de l'intérêt par rapport aux circuits en ferrite dans le domaine des très basses fréquences lorsqu'une perméabilité initiale élevée ou qu'une forte induction à saturation est exigée.

Tubes électroniques

Dans la série des tubes « grand public » les fabricants ont présenté cette année le tube 6BK4A version améliorée du 6BK4 (tube triode pour la régulation de la très haute tension pour les téléviseurs en couleur : 30 watts de dissipation d'anode au lieu de 25 watts).

La diode monoplaque « noval » 18 KV GY86 a également été présentée, mais il s'agit plutôt d'une adaptation de la tension de chauffage de tubes existant déjà (EY86 et DY86) au transformateur de balayage (2,6 volts au lieu de 6,3 volts ou 1,4 volt).

Une série de tubes est en préparation pour la télévision en couleur : EL505 pentode pour le balayage horizontal ; la diode GY501 pour le redressement très haute tension et la diode EY500 pour la récupération d'énergie.

De nouveaux tubes-images auto-protégés de 65 cm de diagonale sont maintenant disponibles : le 25 MP 4 de MAZDA et A 65 - 11 W de LA RADIOTECHNIQUE, ainsi qu'un tube de 28 cm (A 28 - 13 W) de petit format et faible consommation (700 mW pour le filament) pour postes portables.

Dans la série des tubes divers pour usages professionnels, MAZDA présente les tubes électromètres E7 et E9 « subminiature » à faible consommation et résistance d'isolement élevée (10^{15} Ω) et LA RADIOTECHNIQUE ajoute deux tubes cathodiques pour oscilloscopes à écran de 8 cm×10 cm : le D1327GH et le D1326 GH à sensibilité accrue.

Hyperfréquences

Les matériels présentés au Salon confirment les conclusions du dernier Congrès sur les Tubes pour Hyperfréquences (Paris, 14-18 septembre 1964). Dans le domaine de la génération et de l'amplification des ondes, les tubes électroniques restent les dispositifs les plus couramment employés et sont même les seuls qui permettent d'atteindre des puissances élevées (supérieures à quelques watts) ou de très hautes fréquences (supérieures à 40 GHz). Cependant, on observe un développement considérable de l'utilisation des dispositifs à état solide, les phénomènes mis en jeu étant essentiellement des effets de jonction dans les semiconducteurs, à l'exception de l'effet maser. L'évolution constatée lors de ce salon concerne donc surtout les composants de base ou diodes hyperfréquences et les dispositifs constitués à partir de ces diodes.

— COPRIM material 3E2 is used in the form of H cores with terminal blocks (H7, H10, H20). The H20 assembly has a nominal specific inductance of 5 500 nH/turn for a space requirement of the FP 18×11 pot.

— SIEMENS pots of very small dimensions (7 × 4 and 5.8×3.3 mm) are made of N30 material, and their specific inductances are 2 000 and 1 500 respectively.

LTT and COPRIM also present terminal block assemblies for the international series of pots. These enable coils to be mounted on a printed circuit card and connected into the circuit with a space requirement practically equal to that of a parallelopiped circumscribing the bare pot.

In the field of magnetic alloy stampings, IMPHY & VACUUMSCHMELZE (Federal German Republic) once again presen clamped cores and split toroids, in Anhyster and in Mumetal These reduce the manufacturing time for a coil, but on the other hand entail considerable reductions in initial permeability and in performance. However they are still of interest in comparison with ferrite cores in the very low frequency region, when a high initial permeability or a high saturation induction is required.

Electron tubes

In the domestic series of tubes, manufacturers this year present the 6BK4A tube, an improved version of the 6BK4 (triode for stabilising the E.H.T. for colour T.V. receivers : 30 watts anode dissipation in place of 25 watts).

The single « noval » diode 18 KV GY86 was also shown, but this is rather a matter of adapting the heater voltage of the existing design (EY86 and DY86) to the line transformer (2.6 volts instead of 6.3 volts or 1.4 volts).

A series of tubes is in course of preparation for colour television, diode GY501 for E.H.T. rectification and diode EY500 (efficiency diode).

New twin panel picture tubes, with a 65 cm diagonal, are now available : MAZDA 25 MP 4, and LA RADIOTECHNIQUE A 65 - 11 W as well as a small low consumption tube A 28 - 13 W (28 cm diagonal, 700 mW filament) for portable sets.

In the range of miscellaneous tubes for professional applications, MAZDA offers the E7 and E9 electrometer tubes. These are subminiature low consumption tubes, with high insulation resistance (10^{15} Ω). LA RADIOTECHNIQUE adds two cathode ray tubes with flat screen, 8×10 cm for oscilloscopes D1327GH and D1326 GH with increased sensitivity.

Hyperfrequencies

The exhibits at the Salon confirm the conclusions of the last Congress on Hyperfrequency Tubes (Paris, 14-18 September 1964). In the field of amplification and generation, electron tubes remain as the components most frequently employed at present, and indeed they present the only means of obtaining high powers (in excess of several watts), or very high frequencies (above 40 Gc/s). However, a considerable increase is noticeable in the use of solid state components, the features brought into play being essentially junction effects in semiconductors, with the exception of the maser effect. The development noted at this Salon is mainly concerned with basic components, or high frequency diodes, and with devices relying on these diodes.

Tubes pour hyperfréquences

Pour lutter contre la concurrence croissante des dispositifs à état solide et pour répondre à des conditions particulières d'utilisation, telles que celles des applications spatiales, les fabricants ont dû poursuivre l'amélioration des caractéristiques des tubes et leur miniaturisation, déjà sensible lors du précédent salon. La miniaturisation se remarque aussi bien dans les klystrons (par exemple chez THOMSON-HOUSTON) que dans les tubes à onde progressive où se généralise la focalisation magnétique alternée (par exemple chez CSF, LITTON, etc.), ce qui a permis la réalisation d'amplificateurs de laboratoire de très faible encombrement présentés par LITTON (alimentation avec TOP 4 watts, 7 à 11 GHz incorporés, dans un volume de $8 \times 49 \times 60$ cm environ) et par Alfred Electronics.

Chez MICROWAVE ELECTRONICS CORP. (USA) en plus de la fabrication des TOP. de moyenne et grande puissance en bande *L*, *K*, *S* et *X* nous avons particulièrement remarqué les modèles subminiatures à faible bruit (15 cm - 284 g) en bande *L* à *Ka*. Courbe de gain exceptionnellement plate — caractéristiques de surcharge intéressantes — blindage efficace. Les performances sont étroitement reproductibles entre tubes. Ce sont des ensembles métal céramique à focalisation par aimant permanent, entièrement militarisés selon la classe 11 de MIL E 5400.

Autre réalisation remarquée (chez THOMSON-VARIAN) : un klystron 1 watt - bande C équipé d'un refroidisseur étanche à vaporisation d'eau, ce qui permet de réduire considérablement la dérive de fréquence par variation de température.

Dans le domaine des fréquences plus basses, CFTH présente un nouveau tube céramique, THx52 - 50 kW à 1 000 MHz avec un gain de 15 dB et une bande passante de 20 MHz.

Par contre, dans le domaine des fréquences les plus élevées, CSF obtient toujours les meilleures performances avec ses carcinotrons qui peuvent maintenant fournir 2 mW à 0,38 mm.

Diodes hyperfréquences

1. Amélioration lente mais continue des diodes classiques (mélangeurs et détecteurs à pointe) : citons en particulier les diodes type 1N21G et 1N23G dont le facteur de bruit est en amélioration de 0,5 dB par rapport aux mêmes diodes type F chez MICROWAVE ASSOCIATES (Jivéco).

2. Diffusion plus large des diodes d'apparition récente (diodes paramétriques et tunnels).

Citons en particulier :

— les diodes paramétriques pour multiplicateurs de SYLVANIA (type D4800 pouvant dissiper 12 watts), MICROWAVE ASSOCIATES (pouvant dissiper jusqu'à 50 watts).

Hyperfrequency tubes

In order to combat the increasing competition from solid state devices, and to meet special operational requirements, such as those for space applications, manufacturers have been obliged to continue with the improvements of tube characteristics and with their miniaturisation, which were already in evidence at the previous Salon. Miniaturisation is also to be seen in klystrons (for example in the THOMSON-HOUSTON product), as well as in travelling wave tubes, in which periodic magnetic focussing is becoming general (for example with CSF, LITTON, etc.). This feature has made it possible to produce the very compact laboratory type amplifiers shown by LITTON (supply with T.W.T. 4 W, 7 to 11 Gc/s, in a volume of about $8 \times 49 \times 60$ cm), also those shown by Alfred Electronics.

MICROWAVE ELECTRONICS CORP. (USA). On this stand, in addition to the T.W.T. of medium and high power for bands *L*, *K*, *S* and *X* we particularly noticed the subminiature low noise models (15 cm, 284 g) in band *L* to *Ka* . Gain curve exceptionally flat. Good overload characteristics. Screening, effective. Performance is accurately reproducible from tube to tube. They are metal-ceramic assemblies, with permanent magnet focussing, completely militarised in accordance with class 11 of MIL E-5400.

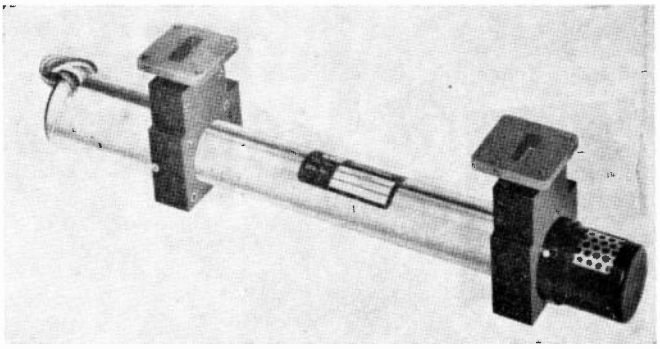


FIG. 11. — Microwave Electronics. T.O.P., type 5174.

T.W.T. Type 5174.

Another item noted on the THOMSON-VARIAN stand was a 1 W klystron, for Band C, equipped with a sealed water-vapourisation cooling system, which allows the frequency drift with temperature to be considerably reduced.

In the lower frequency region CFTH present a new ceramic tube, THx52 - 50 kW at 1,000 Mc/s with a gain of 15 dB and a bandwidth of 20 Mc/s.

On the other hand, in the highest frequency region, CSF still gets the best performance with carcinotrons which can now give 2 mW at 0.38 mm.

Hyperfrequency diodes

1. There has been a slow but steady improvement in classic diodes (mixers and point detectors). We would mention in particular diodes type 1 N 216 and 1 N 23 G in which the noise factor has been improved by 0.5 dB in comparison with the same diodes of type F ; MICROWAVE ASSOCIATES (Jivéco).

2. Wider distribution of recently available diodes (parametric and tunnel diodes).

— les diodes paramétriques pour amplificateurs et pour systèmes à accord électronique de MICROWAVE ASSOCIATES.

— les diodes à effet tunnel de SYLVANIA et MICROWAVE ASSOCIATES (fréquence de coupure jusqu'à 30 GHz).

3. Apparition de diodes basées sur des effets de jonction, de découverte récente :

— « Snap-off » ou « Step recovery diodes » pour multiplication de fréquence (HEWLETT-PACKARD, MICROWAVE ASSOCIATES).

— Diode PIN (MICROWAVE ASSOCIATES, SYLVANIA, HEWLETT PACKARD).

— « Hot carrier diodes » (HEWLETT-PACKARD).

Dispositifs hyperfréquences

— *Détecteurs et mélangeurs* : Amélioration des performances due à la conception des dispositifs ou à l'utilisation des nouvelles diodes. Citons en particulier les détecteurs à large bande et TOS faible de TELONIC et HEWLETT-PACKARD, les « Orthomode hybrid mixers » de VARIAN et « Cross mode balanced mixers » de MELABS qui ont, grâce à leur conception originale un faible volume et un grand découplage signal-oscillateur local, les mélangeurs MELABS qui par utilisation de « hot carrier diodes » ont un facteur de bruit excellent (7 dB) et une faible impédance MF (50 Ω).

— *Générateurs à état solide* : large diffusion des générateurs hyperfréquence à état solide.

Citons en particulier les générateurs accordables électroniquement (15 %) ou stabilisés par quartz de SPERRY (4 W à 2 GHz, 300 mW à 17 GHz), les générateurs MICROWAVE ASSOCIATES (4 W à 90 MHz, 3 mW à 36 GHz), les GENHYSTORS de THOMSON VARIAN (1 watt à 3 GHz ; sources à grande stabilité utilisables comme étalons secondaires ou sources modulables en fréquence).

— *Amplificateurs paramétriques.* Citons dans ce domaine les amplificateurs paramétriques de MELABS (2,25 à 6,5 GHz, facteur de bruit 3 dB pour un gain de 20 dB et une bande de 4 %).

Les amplificateurs paramétriques FERRANTI (Facteur de bruit 1 dB à 600 MHz), les amplificateurs paramétriques SPERRY de 400 MHz à 7,7 GHz, etc.

— *Amplificateurs à diode tunnel.* Nous avons remarqué les amplificateurs SPERRY couvrant la gamme 1 à 9 GHz pour des largeurs de bande jusqu'à 10 % et des facteurs de bruit de 3,3 à 5,6 dB suivant la fréquence et la nature de la diode.

— *Dispositifs particuliers.* Commutateurs, modulateurs, atténuateurs, limiteurs, etc (dispositifs utilisant des diodes PIN ou paramétriques ou des matériaux ferromagnétiques).

De nombreux constructeurs ont de tels dispositifs à leur catalogue pour la gamme des ondes centimétriques (SPERRY, SRL, NARDA).

We would mention in particular :

— Parametric diodes for multipliers by Sylvania (type D 4800 dissipating 12 W) and MICROWAVE ASSOCIATES (dissipating up to 50 W).

— MICROWAVE ASSOCIATES' parametric diodes for amplifiers and for electronic tuning systems.

— SYLVANIA and MICROWAVE ASSOCIATES' tunnel diodes (cut-off frequency up to 30 Gc/s).

3. Appearance of diodes based on recently discovered junction effects.

— Snap-off or step recovery diodes for frequency multiplication (HEWLETT-PACKARD, MICROWAVE ASSOCIATES).

— PIN diodes (MICROWAVE ASSOCIATES, SYLVANIA, HEWLETT-PACKARD).

— Hot carrier diodes (HEWLETT-PACKARD).

Hyperfrequency devices

— *Detectors and Mixers* : Improved performance due to the design of the equipment or to the use of new diodes. We would particularly mention the wide band detectors of TELONIC and HEWLETT-PACKARD which have a low VSWR, also the « Orthomode hybrid mixers » of VARIAN, and the « Cross mode balanced mixers » of MELABS which thanks to their original design are of small dimensions, and have a high degree of decoupling between signal and local oscillator. We would also mention the MELABS mixers which have an excellent noise factor (7 dB) and a low IF impedance (50 Ω), thanks to the use of « hot carrier diodes ».

— *Solid State Generators* : Hyperfrequency solid state generators are wide spread. We mention in particular electronically tunable generators (15 %) or quartz crystal stabilised generators by SPERRY (4 W at 2 Gc/s, 300 mW at 17 Gc/s), also MICROWAVE ASSOCIATES' generators (4 W at 90 Mc/s, 3 mW at 36 Gc/s), THOMSON VARIAN GENHYSTORS (1 W at 3 Gc/s, high stability sources which can be used as secondary standards, or sources which can be frequency-modulated).

— *Parametric Amplifiers* : In this field we would mention MELABS' parametric amplifiers (2.25 to 6.5 Gc/s, noise factor 3 dB for a 20 dB gain and 4 % bandwidth).

Ferranti parametric amplifiers (noise factor 1 dB at 600 Mc/s), Sperry parametric amplifiers, 400 Mc/s to 7.7 Gc/s.

— *Tunnel Diode Amplifiers* : We noted the SPERRY amplifiers covering the range 1 to 9 Gc/s, for bandwidths up to 10 % and noise factors of 3.3 to 5.6 dB, depending on the frequency and on the nature of the diode.

— *Special Devices* : Switches, modulators, attenuators, limiters... (devices using PIN or parametric diodes or ferromagnetic materials).

Numerous manufacturers have such devices in the catalogues for the centimeter region (SPERRY, SRL, NARDA).

Organes de raccordement

Les connecteurs subminiatures de AMP de FRANCE sont équipés de contacts du type 7 à sertir. Trois options sont possibles : 4, 19 ou 50 positions.

AMPHENOL-BORG (R.F.A. représenté par METOX) présente un connecteur de raccordement pour câble plat.

Les connecteurs BAC comportent neuf calibres de boîtiers permettant chacun sept positions de polarisation par simple déplacement de clavettes, soit au total neuf boîtiers pour 63 combinaisons avec une possibilité maximale de 73 contacts de diamètre 1 mm.

Dans la série des connecteurs miniatures exposés par DEUTSCH nous avons remarqué un connecteur haute température répondant aux spécifications des normes NAS 1599 et 1600. Ce connecteur est réalisé en trois versions de verrouillage. Dans la série DSM, une version hermétique est réalisée (série HR) avec encombrement réduit.

FERRANTI (G.B. représenté par CERAM) propose un connecteur à faible effort d'insertion comportant de 35 à 91 pôles.

F.R.B. présente une gamme de connecteurs en quatre dimensions d'un modèle « push pull » à verrouillage. Ces connecteurs ont la possibilité de devenir étanches par adjonction d'une pièce complémentaire.

PERENA complète sa gamme de fiches droites à 7 ou 9 broches surmoulées.

PLESSEY expose un connecteur MARK 8 existant en quatre modèles de coquilles, 8 dimensions, 6 à 55 contacts et satisfaisant à la norme MIL-C-26482. Le connecteur de la série 109 à prise à force d'insertion faible possède 70 contacts et peut subir des variations de température de —55 °C à +125 °C.

PRECIS présente des éléments empilables à huit contacts au pas de 2,54. Ces éléments peuvent être rassemblés dans des boîtiers en nombre variant de 1 à 8 pour former un connecteur comportant de 8 à 64 contacts.

Le connecteur SPT de SOCAPEX à contacts démontables répond à la norme MIL-C-26482 et possède 35 positions de 2 à 61 contacts. Le connecteur « Push Pull » de la série 62 est fabriqué en trois tailles de boîtiers. Les connecteurs empilables SM sont montés de façon amovible dans un isolant thermoplastique en éléments de cinq contacts. Le connecteur n° 67 est à éléments miniatures hermaphrodites empilables à six contacts et peut être livré sous forme de connecteur de rack, de connecteur sous capot à verrouillage (12 à 60 contacts) ou sous capot à extracteur (78 à 240 contacts). Le connecteur miniature n° 70 pour rack et raccordement de câbles est conforme à la norme SC-L-6020 A.

SOURIAU présente un connecteur de la série 84 en boîtier acier, étanche sous 4 mètres d'eau et équipé de contacts à souder.

TRELEC expose une réglette subminiature de raccordement du type RS avec 25 plots au maximum et à raccordement vis-vis, vis-soudure ou soudure-soudure.

TUCHEL-KONTAKT (R.F.A. représenté par TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A.) fabrique une série de réglettes de contacts à 8, 16, 58 et 102 pôles offrant 4 possibilités de combinaisons.

AMELEC présente des voyants lumineux de diamètre 20 au néon ou fluorescent type VLN 1 C dont les tensions d'alimentation peuvent être 110, 220 ou 380 volts. Nous avons remarqué aussi son bouton-poussoir à impulsion de la série 800 et son bouton-poussoir lumineux de la série 900.

Le bouton-poussoir type 01 d'ARNOULD possède une lampe téléphonique lilliput et offre la possibilité de gravure. Les voyants lumineux de la série SGF avec lampe néon incorporée, à montage simple et rapide peuvent se monter avec des cabochons de différentes formes.

Le commutateur RS4 de DYNA est à faibles dimensions et à

Connecting devices

The subminiature connectors made by AMP OF FRANCE are equipped with type 7 contacts designed for crimping. Three options are possible : 4, 19, or 50 ways.

AMPHENOL - BORG (Federal German Republic, represented by METOX) present a connector for flat cabling.

BAC connectors include 9 sizes of case each allowing seven positions of polarisation by the simple displacement of code pins, giving a total of 9 cases for 63 combinations. The maximum capacity is 73 contacts of 1 mm diameter.

In the series of miniature connectors exhibited by DEUTSCH we noted a high temperature connector meeting the standard specification requirements NAS 1599 and 1600. This connector is made with three types of locking. In the DSM series there is a hermetically sealed version (series HR) of small dimensions.

FERRANTI (G.B. represented by CERAM) submits a connector having a low insertion force and having 35 to 91 ways.

F.R.B. present a range of connectors, there being four sizes of a push-pull locking model. It is possible to make these connectors water tight by the addition of an extra component.

PERENA complete their range of straight connectors with 7 or 9 contacts, moulded in.

PLESSEY show a MARK 8 connector which is made in 4 types of shell and in 8 sizes with from 6 to 55 contacts. It satisfies the standard specification MIL-C-26482. The series 109 70-way connector has a low insertion force, and can withstand temperature variations from —55 °C to +125 °C.

PRECIS presents 8-contact elements which can be stacked on a spacing of 2.54 mm. These elements can be assembled in cases in numbers varying from 1 to 8, thus forming a connector having from 8 to 64 contacts.

The SOCAPEX connector, type SPT, with detachable contacts, meets the standard specification MIL-C-26482 and has 35 positions with from 2 to 61 contacts. The series 62 « Push-Pull » connector is made in three case sizes. The stackable connectors SM are rigidly mounted in thermoplastic insulation in elements having 5 contacts each. The N° 67 connector has miniature hermaphrodite 6 contact elements, stackable. It can be delivered in the form of a rack connector, or with a locking case (12 to 60 contacts), or with a case embodying an extractor (78 to 240 contacts). The miniature connector N° 70 for use with a rack or as a cable connector is in accordance with standard SC-L-6020A.

SOURIAU presents a connector, series 84, in a steel case, which will remain watertight under a head of 4 metres of water. It uses solder-on contacts.

TRELEC exhibit a subminiature connector of the type RS, with 25 ways maximum. Connections are screw-screw, screw-solder, or solder-solder.

TUCHEL-KONTAKT (Federal German Republic, represented by TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A.) makes a series of connectors of 8, 16, 58 and 102 ways offering the possibility of 4 combinations.

AMELEC presents signal lamps, 20 mm in diameter, either neon or fluorescent, type VLN 1C. The supply voltages can be 110, 220 or 380 volts. We also noted their series 800 impulse push button, also the luminous push-button series 900.

The ARNOULD type 01 push button uses a lilliput telephone type lamp, and can be engraved. The SGF signal lamps, incorporating a neon lamp, can be simply and rapidly mounted with mounting pins of different forms.

RS4 rotary switch made by DYNA is of small dimensions, and has 16 positions. The miniature multi-indicator uses optical projection.

16 directions. Son multi-indicateur miniature est à projection optique.

DAV propose ses interrupteurs à bascules, avec ou sans voyants lumineux de la série 30 000.

Les commutateurs à touches R.B. de ELCOM pour courants forts avec ou sans signalisation lumineuse possèdent six rupteurs du type BH2634.

Le commutateur de précision type 50 T 20 C de GIRESS offre de 1 à 72 directions avec angle de coupure à la demande. Il peut être accouplé avec un dispositif permettant la commutation de 40 résistances.

I.E.C. ELECTRONIQUE (Principauté de Monaco, représenté par Marcel VANDRA) expose ses commutateurs rotatifs à doubles contacts PA et PS24, PA et PS32 et ses contacteurs subminiatures de la série SD12.

Le commutateur rotatif subminiature du type S de Jean RENAUD offre une résistance d'isolement comprise entre 5 000 et 10 000 MΩ.

O.A.K. ELECTRO/NETICS (USA représenté par EUROPELEC) possède un commutateur subminiature de 1,27 cm d'une haute qualité. La société a mis au point une méthode nouvelle permettant d'assurer le montage « sur mesure » de tout commutateur.

RAFI-FRANCE présente une combinaison des mécanismes des boutons poussoirs du type C20 à C27 permettant huit déclenchements, blocages ou enclenchements des boutons poussoirs entre eux.

RUSSENBERGER propose des interrupteurs à touches basculantes, des interrupteurs à poussoirs, à relâchement et un micro-interrupteur rotatif.

SCHURTER (Suisse, représenté par ARNOULD) offre une lampe de signalisation subminiature à incandescence et au néon pour circuits imprimés. Elle peut se monter horizontalement ou verticalement.

SIEMENS (R.F.A. représenté par SIEMENS S.A.F.) expose un commutateur rotatif assurant les fonctions d'un inverseur à tambour.

Connecteurs et câbles coaxiaux

FILOTEX présente des câbles coaxiaux semi-rigides dont le conducteur extérieur est un tube de cuivre. Fabriqués en longueur de 50 mètres, ils sont à diélectrique TFE ou FEP et à grande stabilité électrique en HF par suite de l'ajustage précis du cuivre sur le diélectrique.

Les câbles coaxiaux subminiatures CT50 et 51 de PRECICABLE-BOUR sont à diélectrique résine fluorée. Leur impédance est de 50 Ω à 200 MHz. Les séries CT75 et 100 ont un diélectrique TFE et leurs impédances respectives sont 75 et 93 Ω à 200 MHz. Le câble coaxial à basse capacité et à faible bruit CY9 a une impédance de 135 Ω à 200 MHz ; il est recouvert d'une gaine PCV et son diamètre extérieur est 6 mm.

THOMSON-HOUSTON propose ses câbles coaxiaux des séries RG196AU et RG225U d'impédance 50 Ω isolés au téflon et conformes à la norme MILC 17.

AMP DE FRANCE expose ses connecteurs coaxiaux HF série BNC conformes à la spécification MIL 03608 d'impédance 50 Ω et utilisables jusqu'à 10 GHz.

Le connecteur coaxial BELLING-LEE (G.B. représenté par la Compagnie Continentale des Compteurs) est à double blindage.

BURNDY-ELECTRA (Belgique, représenté par BURNDY-FRANCE) présente un connecteur coaxial avec sertissage du contact coaxial sur la douille.

La société LTT a étudié et réalisé des prises coaxiales fixes normalisées suivant la spécification LSTM N° 211 du Ministère des P.T.T. et SN 021 D de l'ORTF.

DAV offer their rocker type switches, with or without indicator lamps, in the 30,000 series.

ELCOMS's touch action switches, RB for heavy currents have six poles type BH2634. Signal lamps are optional.

The precision type 50T20C rotary switch made by GIRESS has 1 to 72 positions, with angle of travel as required. It can be coupled to a device enabling 40 resistors to be switched.

I.E.C. ELECTRONIQUE (Principality of Monaco), represented by Marcel VANDRA) exhibits rotary switches with twin contacts PA and PS24, PA and PS32, also subminiature contactors of the SD12 series.

The subminiature rotary switch type S made by JEAN RENAUD has an insulation resistance of from 5 000 to 10 000 MΩ.

O.A.K. ELECTRO/NETICS (USA, represented by EUROPELEC) have a high quality sub-miniature switch measuring 1.27 cm. The firm has developed a new method whereby any switch can be « assembled to measure ».

RAFI-FRANCE presents a combination of push-button mechanisms of the C20 to C27 types permitting eight trips, lock outs or interlocks between the push buttons.

RUSSENBERGER offers touch-action rocker-type switches. push switches, non-locking switches and a rotary micro switch,

SCHURTER (Switzerland, represented by ARNOULD) offers a neon or incandescent subminiature signal lamp for printed circuits. The lamp can be mounted horizontally or vertically.

SIEMENS (Federal German Republic, represented by SIEMENS S.A.F.) exhibit a rotary switch of the drum type.

Coaxial connectors and cables

FILOTEX presents semi-rigid coaxial cables in which the outer conductor is a copper tube. The manufacturing length is 50 metres, and the dielectric employed is PTFE or FEP. The electrical stability at high frequencies is very good, because of the precise fit between the copper and the dielectric.

The subminiature coaxial cables CT 50 and 51 made by PRECICABLE-BOUR use a dielectric of fluorinated resin. They have an impedance of 50 Ω at 200 Mc/s. The series CT 75 and 100 have a PTFE dielectric and their impedances at 200 Mc/s are 75 and 93 Ω respectively. The low-capacitance, low noise coaxial cable type CY 9 has an impedance of 135 Ω at 200 Mc/s. It has a PVC sheath and an outer diameter of 6 mm.

THOMSON-HOUSTON put forward their coaxial cables in the RG 196 AU and RG 225 U series. These are insulated with teflon and are in accordance with standard specification MILC 17. Their impedance is 50 Ω.

AMP OF FRANCE are showing their high frequency coaxial connectors, in the BNC series. These are in accordance with specification MIL 03608. Their impedance is 50 Ω and they can be used up to a frequency of 10 Gc/s.

BELLING-LEE (G.B. represented by the Compagnie Continentale des Compteurs) have a coaxial connector with double screening.

BURNDY-ELECTRA (Belgium, represented by BURNDY-FRANCE) present a coaxial connector in which the coaxial contact is made by crimping.

LTT have designed and produced fixed and moveable coaxial connectors, standardised in accordance with specification LSTM N° 211, issued by the Ministry of P.T.T., and with the ORTF specification SN 021 D.

PERENA have male and female coaxial connectors moulded in with a 7 mm coaxial cable (N° 6190 and 6290). The P 2 M/BNC adaptor allows four possible combinations of male and female contacts and bodies, as also do the P 2 M/P 7 M and P 2 F/P 7 F adaptors.

PERENA a créé des fiches coaxiales mâles et femelles surmoulées sur câble coaxial de diamètre 7 mm (n° 6190 et 6290). L'adaptateur P2M/BNC permet quatre versions possibles par combinaisons des broches et des corps mâles et femelles de même que les adaptateurs P2M/P7M et P2F/P7F.

Fils et câbles

Les fils microphoniques à blindage guipé FMG de FILOTEX ont un blindage réalisé par une nappe de brins indépendants enroulés en hélice. Le dénudage est ainsi plus aisé et la série s'adapte aux possibilités de dénudage automatique. Les câbles sous écrans en cuivre laminé possèdent une efficacité accrue des blindages tout en réduisant dimensions et masses. Six types de fils se prêtant tout particulièrement aux connexions enroulées ont été mis au point et codifiés en jauges 20, 22 et 24.

Les câbles microphoniques bifilaires PERENA sont à haute efficacité d'écran sous une gaine polychlorure de vinyle. Un modèle à efficacité d'écran considérablement accrue par rapport au blindage classique permet l'atténuation cent fois plus forte pour un signal parasite à des fréquences allant jusqu'à 10 kHz.

PRECICABLE-BOUR étend sa fabrication des conducteurs subminiatures aux conducteurs de forte section. La nature des isolants est choisie en fonction des performances recherchées ou des normes.

THOMSON-HOUSTON fabrique des fils émaillés thermo-adhérents pour bobinage sans support. Le thomrex 155 est un fil émaillé pour température élevée et le thomrex 220 un fil émaillé pour haute température.

MINNESOTA DE FRANCE propose des trousses « SCOTCH » pour reconstituer l'isolant aux jonctions des câbles téléphoniques et télécommandés isolés en polyéthylène. La résine SCOTCHCAST se polymérise à la température ambiante avec une très faible réaction exothermique sans risque de dommage pour l'isolant.

Câblage imprimé

Parmi les fabricants de matériaux pour câblage imprimé ALSTHOM présente ses isolants de qualité supérieure : verre époxy G10, G11 et FR5, papier époxy et papier phénolique XXX PC. Les testoplacs constitués par un stratifié plaqué cuivre ont été améliorés en qualité par la mise au point des « ivalites ». C'est une famille de stratifiés composés de plusieurs couches de supports agglomérés à chaud et sous pression par diverses résines phénoliques, crésyliques ou polyesters.

FORMICA (G.B. représenté par FORMICA S.A.) et DROUET fournissent des stratifiés recouverts de métaux pour la confection de circuits résistants imprimés ou pour la réalisation de soudure électrique. DROUET possède un stratifié à résistance mécanique renforcée par de la toile de verre. Le type FF12 de FORMICA présente une absorption d'humidité presque nulle et des pertes diélectriques infimes jusqu'à 50 GHz ; il peut supporter des températures dépassant 300 °C.

L'Usine DIÉLECTRIQUE de DELLE propose ses stratifiés en verre époxy et parmi eux la « Dellite » 61.811 autoextinguible suivant ASTM - D635 - 56T.

COMELIN présente ses circuits compacts : modules réalisés avec soudure électrique des composants - circuit CORWOOD. Il fabrique toutes pièces sur supports spéciaux (Kovar, Dumet, etc.).

COPRIM et RADIO J.D. fabriquent des câblages imprimés réalisés en multicouche pour obtenir un câblage beaucoup plus dense. Les liaisons entre couches conductrices sont ensuite réalisées par des trous métallisés. Les circuits miniatures à couche mince de COPRIM comportent des composants passifs obtenus par dépôt sous vide, les transistors et les sorties étant rapportés par soudure.

Wires and cables

Screened microphone wires type FMG made by FILOTEX have their screening provided by a layer of independent wires applied helically. This facilitates stripping and the series is adapted to the possible use of automatic stripping. Cables having laminated copper screens have an increased screening efficiency coupled with reduced dimensions and weights. Six types of wire particularly suitable for wrapped connections have been developed and coded in gauges 20, 22, and 24.

PERENA balanced-pair microphone cables have a high screening efficiency and are sheathed in P.V.C. A model with a much higher screening efficiency than that obtained with the classic screens has an attenuation 100 times greater for parasitic signals at frequencies up to 10 kc/s.

PRECICABLE-BOUR has extended its manufacturing activities from sub-miniature conductors to heavy gauge conductors. The type of insulating material used is chosen in accordance with the performance required, or in accordance with standards.

THOMSON-HOUSTON manufactures enamelled thermo-adhesive wires for the production of self supporting coils. Thomrex 155 is an enamelled wire for medium temperatures and Thomrex 220 an enamelled wire for high temperatures.

MINNESOTA DE FRANCE puts forward « SCOTCH » kits for reconstituting the insulation in the joints of telephone or remote control cables having polythene insulation. SCOTCHCAST resin polymerises at ambient temperature with a very weak exothermal reaction, and there is no risk of damage to the insulation.

Printed wiring

Amongst the manufacturers of printed wiring materials, ALSTHOM presents insulating materials of superior quality : epoxy glass G 10, G 11 and FR 5, epowy paper and phenolic paper XXX PC. The boards consisting of a laminate plated with copper have been improved in quality by the development of « ivalites ». These are a family of laminates composed of several supporting layers bonded under heat and pressure by various phenolic cresylic or polyester resins.

FORMICA (G.B. represented by FORMICA S.A.) and DROUET supply metal covered laminates suitable for the manufacture of robust printed circuits or for electric welding. DROUET have a laminate of high mechanical strength reinforced with glass cloth. FORMICA type FF 12 has a humidity absorption of practically Zero, and dielectric losses which are negligible up to 50 Gc/s. It can withstand temperatures exceeding 300 °C.

The DIÉLECTRIQUE of DELLE factory offers its laminates of epoxy glass, amongst them beling « Dellite » 61.811 which is self-extinguishing in accordance with ASTM - D 635 - 56 T.

COMELIN show their compact circuits : modules produced by electric welding of components-CORWOOD circuit. All items are made on special supports (Kovar, Dumet, etc.).

COPRIM & RADIO J.D. manufacture printed wiring in multilayer construction, in order to obtain a much greater wiring density. Connection between conducting layers is then made by means of metallised holes. COPRIM miniature thin film circuits include passive components produced by deposition in vacuo, transistors and output connectors being soldered in.

NOBEL BOZEL exhibit their I 65 printing equipment with its control desk for the photo-chemical production of printed wiring. The developing machine D 265 has a capacity of 9 litres. The DG 265 bench combines the functions of development and etching.

NOBEL BOZEL expose un appareil d'insolation I 65 avec pupitre de commande pour la réalisation des câblages imprimés par voie photochimique. Sa machine à développer D265 a une contenance de neuf litres. Le banc DG265 réunit les deux fonctions de développement et de gravure.

Dans le domaine des connecteurs pour circuits imprimés, la miniaturisation a été obtenue par les constructeurs avec la généralisation du pas de 2,54 mm, l'adoption du pas de 1,27 mm et l'utilisation des connexions enroulées.

AMP de FRANCE fabrique un connecteur pour circuits imprimés au pas de 2,54 avec sorties par broches pour connexion termi-point. Le système de connexion par clips termi-point permet la réalisation facile des câblages d'interconnexion de baies à forte densité.

Les connecteurs des séries 7023, 7024 et 7025 de ELCO possèdent des guides pointeaux destinés à faciliter l'introduction du connecteur mobile dans le réceptacle fixe. Le connecteur subminiature type 8208 utilise le principe des contacts en croix disposés en deux rangées parallèles au pas de 2,54 décalées entre elles et procurant ainsi le pas de 1,27 sur circuit simple face et de 2,54 en double face. Le connecteur micro-miniature 8300 permet de réaliser le pas de 1,27 en une seule rangée.

Le connecteur type K35 au pas de 2,54 de F.R.B. est équipé de contacts à hyperboloïde permettant une haute intensité de courant.

FERRANTI (G.B. représenté par CERAM) propose des connecteurs possédant de 8 à 40 contacts plaqués or.

Le connecteur série 603 de PLESSEY a des contacts en laiton dorés, argentés ou recouverts de palladium par électrochimie. Le fil peut être enroulé et soudé ou serti.

PRECIS montre ses connecteurs type MINELEM où le système de contact à double lyre assure quatre points de contact. Le pas est de 2,54 et les connecteurs ont de 8 à 35 contacts.

SOCAPEX présente un connecteur n° 254 mâle ou femelle au pas de 2,54 avec un nombre de contacts variant de 11 à 47.

Le connecteur 8620 de SOURIAU au pas de 2,54 a une capacité de 17 contacts raccordés par des connexions enroulées.

Les connecteurs TG et TF de TRELEC possèdent de 18 à 22 contacts (pas 3,96) en forme de lyre avec un isolant en diallyl phtalate.

TUCHEL KONTAKT (R.F.A. représenté par TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A.) expose une réglette femelle de 17 à 34 pôles pour circuits imprimés de grandes dimensions : des guides cartes facilitent l'enfichage surtout en cas de juxtaposition de plusieurs circuits. Il propose des connecteurs orientables dont l'angle de rotation est de 180° avec grande efficacité de contact entre le circuit imprimé orientable et la réglette femelle fixe.

Semiconducteurs

Du point de vue semiconducteurs, le Salon 1965 a consacré la technique PLANAR, tous les constructeurs utilisant le procédé. De ce fait, si le coût des dispositifs silicium commence à devenir intéressant, il semble qu'une certaine standardisation dans la production se fasse jour (1). Ainsi on peut rencontrer chez de nombreux constructeurs les séries 2 N 914 remplaçables par les éléments 2 N 2217 à 2222 ou mieux par les 2 N 2368 et 2 N 2369 (TEXAS, SESCO, FAIRCHILD, MOTOROLA, etc.) si l'on souhaite obtenir de bonnes performances en vitesse. La technologie PNP silicium intéresse également les constructeurs et les séries 2 N 2904 à 2 N 2907 sont disponibles chez un bon nombre (MOTOROLA et TEXAS, par exemple).

(1) La fabrication des circuits intégrés à semiconducteurs en est la principale cause, le type de transistor ou de diode entrant dans la composition de ces circuits étant maintenant bien défini.

In the field of printed circuit connectors, miniaturisation has been obtained by manufactures through the general use of the 2.54 mm spacing, by the adoption of the 1.27 mm spacing and by the utilisation of wrapped joints.

AMP OF FRANCE make a connector for printed circuits on the 2.54 mm spacing with outlets on contacts designed for the « termi-point » clip system of connection. This system allows very high densities in the bayside and interbay wiring.

ELCO Connectors in the 7023, 7024 and 7205 series have pointed guide pins to facilitate the insertion of the moveable connector into the fixed receptacle. The sub-miniature connector type 8208 uses the principle of contacts in the form of a cross arranged in two rows parallel to one another on a 2.54 mm spacing and staggered with respect to one another, thus producing a spacing of 1.27 mm on a single sided circuit and 2.54 mm with a double sided one. The micro-miniature connector 8300 uses the 1.27 mm spacing in a single row.

F.R.B. connector type K 35 on the 2.54 mm spacing is equipped with hyperboloid shaped contacts, which permit of a high current intensity.

FERRANTI (G.B. represented by CERAM) has connectors with from 8 to 40 contacts, gold plated.

The PLESSY series 603 connector has brass contacts, with electrochemically deposited gold, silver, or platinum. The wiring can be wrapped and soldered or crimped.

PRECIS shows connectors of the MINELEM type, having a « double lyre » type of contact which ensures 4 points of contact. The spacing is 2.54 mm and the connectors have from 8 to 35 contacts.

SOCAPEX presents a N° 254 connector, male or female, 2.54 mm spacing, with the number of contacts varying from 11 to 47.

SOURIAU connector 8620, spacing 2.54 mm has a capacity of 17 contacts, and is designed for vrapped joints.

TRELEC connectors TG and TF have from 18 to 22 contacts (3.96 mm spacing) of lyre shape, with diallyl phtalate insulation.

TUCHEL KONTACT (Federal German Republic, represented by TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A.) show a female connector of 17 to 34 ways for large printed circuits. Guide cards facilitate insertion, especially when several circuits are in close proximity. They also show connectors which can be oriented through an angle of rotation of 180°, with high contact efficiency between the orientable printed circuit and the fixed female connector.

Semiconductors

From the semiconductor point of view, the outstanding feature of the 1965 Salon was the extent of the PLANAR technique, which was employed by all manufacturers. From this fact, whilst the cost of silicon devices is beginning to become attractive, it seems that a certain standardisation in production is becoming evident (see Note 1). Thus with many manufacturers

(1) The manufacture of semiconductor integrated circuits is the chief reason for this, as the type of transistor or diode which enters into the composition of these circuits is now well defined.

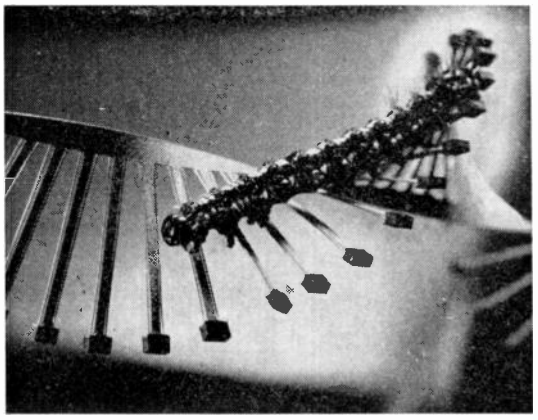


FIG. 12. — Siemens. Transistor AFY.

Les problèmes de vitesse restent toujours à l'ordre du jour MOTOROLA propose pour les applications de logique rapide le 2 N 3546, transistor PNP dont la fréquence f_t est au minimum de 700 MHz.

En ce qui concerne les forts niveaux, plusieurs transistors sont disponibles pour l'utilisation dans les mémoires rapides. Ils s'appellent 2 N 3013 chez FAIRCHILD, 96 BSY chez RADIOTECHNIQUE et peuvent être également fournis en version complémentaire NPN - PNP : 2 N 3444, 2 N 3468 chez MOTOROLA.

Si le silicium prend nettement la place de choix, le germanium n'est pas totalement abandonné. Bien que les transistors alliés soient toujours fabriqués, on note cependant que certains types sont en voie de disparition. Le procédé MESA, utilisé par certains constructeurs permet de réaliser des éléments pouvant être utilisés en UHF tel le AFY 37 de SIEMENS. Toute une gamme de transistors au germanium est présentée par le même constructeur pour les étages Fi en télévision (AF 200 à 202).

Dans la course aux fortes puissances, on relève le 94 BLY de la RADIOTECHNIQUE capable de délivrer 6 W à 180 MHz.

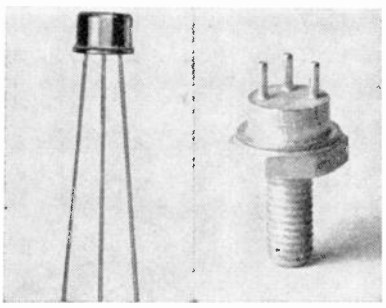


FIG. 13. — La Radiotechnique. 94 BLY, 96 BSY.

Les transistors sous emballage époxy sont maintenant construits par plusieurs constructeurs (GENERAL ELECTRIC, SESCO, FAIRCHILD, MOTOROLA, SIEMENS entre autres). Ils sont, en principe, destinés au domaine industriel.

La diode de commutation bénéficie également des développements de la technologie PLANAR. Au type 1 N 914 rencontré sur de nombreux stands (SESCO, COSEM, TEXAS, etc.) s'ajoutent des éléments plus rapides, telle la FD 777 de Fairchild dont le temps de recouvrement inverse est inférieur à la nanoseconde. Dans la même série FD, on note les diodes capables de commuter des courants de 500 mA nécessaires à la commande de tores (série FD 600).

La diode à pointe or conserve un rang et reste largement utilisée (SFD 121, 122 de COSEM).

one finds the series 2 N 914 which can be replaced by the elements 2 N 2217 to 2222, or preferably by the 2 N 2368 and 2 N 2369 (TEXAS, SESCO, MOTOROLA, etc.), if one wishes to obtain good performance as regards speed. The silicon PNP technology is also of interest to manufacturers, and the series 2 N 2904 to 2 N 2907 are available from a good number of suppliers (MOTOROLA and TEXAS for example).

Speed problems are still the order of the day and MOTOROLA offer the PNP transistor 2 N 3546 for high speed logic applications. The frequency f_t for this transistor is 700 Mc/s minimum.

As far as high levels are concerned several transistors are available for use in high speed memories. They are known as 2 N 3013 by FAIRCHILD and 96 BSY by RADIOTECHNIQUE. They can also be supplied in a complementary NPN-PNP version : 2 N 3444 - 2 N 3468, by MOTOROLA.

Whilst silicon is definitely taking the first place, germanium has not been totally abandoned. Although alloy transistors are still being manufactured, it can nevertheless be seen that certain types are on the way out. The MESA process which is employed by certain manufacturers makes it possible to produce elements that can be used at UHF, such as the AFY 37 (SIEMENS). Quite a range of germanium transistors is offered by the same manufacturer for IF television stages (AF 200 to 202).

In the race for high powers, we would point out the 94 BLY (RADIOTECHNIQUE) which can deliver 6 W at 180 Mc/s.

Epoxy encapsulated transistors are now produced by a number of manufacturers (GENERAL ELECTRIC, SESCO, FAIRCHILD, MOTOROLA, SIEMENS & others). In general, they are intended for industrial applications.

Switching diodes have also benefited from the developments in PLANAR technology. In addition to the Type 1 N 914 which is encountered on many stands (SESCO, COSEM, TEXAS, etc.), there are higher speed elements such as the FD 777 (FAIRCHILD), in which the inverse recovery time is less than one nano second. In the same FD series there are diodes capable of switching 500 mA. This is necessary in connection with the control of toroidal magnetic cores (series FD 600).

The OR point contact diode has maintained its position and is still widely used (COSEM, SFD 121-122).

In the field of controlled avalanche rectifiers attention should be drawn to the very special effort applied to the single control type of element (SILEC series GCO & GENERAL ELECTRIC GS and G 6) as well as the bi-directional triodes with alternative control (TRIAC, by the same manufacturer).

We would also mention the SYMISTOR, presented by the GEC, which is a bi-directional thyristor capable of breaking a current of 5 amps r.m.s. at 220 V.

There are many field-effect elements on view. The MOS (metal oxide semiconductor) transistors were particularly noted. GME and FAIRCHILD present the FX 1004 and FI 100 which have performances suited to low level applications and to switching circuits. The main field of application of these components would seem to be in connection with microelectronics.

Dans le domaine des redresseurs à avalanche contrôlée, il convient de signaler l'effort tout particulier fait sur les éléments à commande simple (séries GCO chez SILEC, GS et G6 chez GENERAL ELECTRIC) ainsi que les triodes bidirectionnelles à commande en alternatif (TRIAC du même constructeur).

Mentionnons enfin le SYMISTOR présenté par la CGE qui est un thyristor bidirectionnel capable de couper 5 A efficaces sous 220 V.

Nombreux sont les éléments à effet de champ présentés. Plus particulièrement sont remarqués les transistors MOS (métal oxyde semiconducteur). GME et FAIRCHILD présentent le FX 1004 et FI 100 aux performances intéressantes dans les applications à bas niveau et dans les circuits de commutation. Le principal champ d'application de ces composants semble se situer dans la microélectronique.

Microélectronique

A l'heure actuelle, la miniaturisation est le principal souci des divers constructeurs d'éléments à semiconducteurs : circuits intégrés linéaires et logiques et circuits déposés sont les plus en vue.

Dans le cas des portes logiques réalisées sur substrat silicium, si le type DCTL se trouve au catalogue de nombre de sociétés, la tendance est à la construction de circuits plus performants : immunité au bruit, nombre de charges augmenté par la DTL, (FAIRCHILD, SIGNETICS, représenté par TECHNIQUE ET PRODUITS), vitesse plus élevée pour la TTL (COSEM, TEXAS par exemple). Pour les grandes rapidités, les éléments MECL de Motorola sont bien connus des utilisateurs.

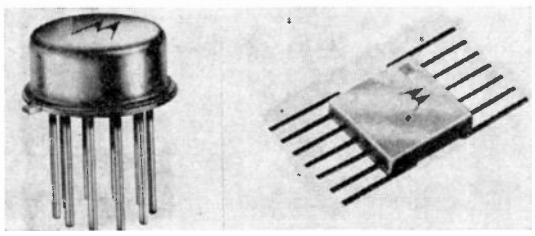


FIG. 15. — Motorola. Microcircuits MECL.

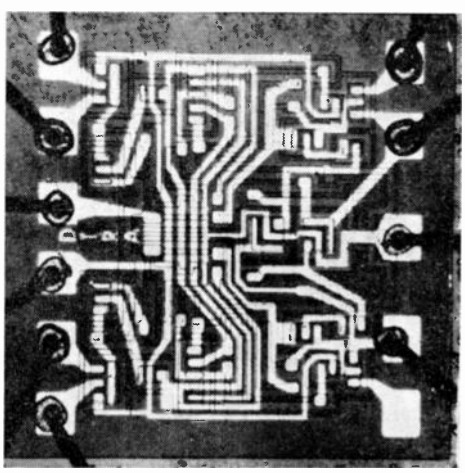


FIG. 16. — S.G.S. Fairchild.
Microphotographie d'un élément DT µL 931.

Micrography of an element DT µL 931.

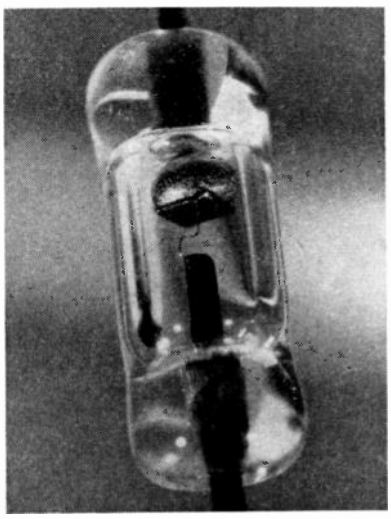


FIG. 14. — Cosem. Diode à pointe SFD.

Point contact diode type SFD.

Microelectronics

At the present moment, miniaturisation is the chief concern of the various manufacturers of semiconductor elements. Integrated circuits, both of the logic and the linear types and deposited circuits are those chiefly under consideration.

In the case of logic gates constructed on a silicon substrate, whilst the Type DCTL is to be found in the catalogues of a good number of firms, the tendency is towards circuits of higher performance : immunity to noise, increased loading for the DTL (FAIRCHILD, SIGNETICS, represented by TECHNIQUE ET PRODUITS), higher speed for the TTL (COSEM, TEXAS for example). For high speeds, Motorola's MECL elements are well known to users.

Sometimes logic circuits of these types possess features which are of special interest to users - for example the need for only a single voltage for the power supply to the module (FAIRCHILD's series DT µL 930 & WESTINGHOUSE circuits WM seemed to be attracting most attention in this respect).

In most cases, a logic family is presented, completing the basic gate. The flip-flop circuits should be specially noted, the JK flip-flop and the DT üL 931 (FAIRCHILD) more particularly.

In the range of linear circuits, numerous versions of amplifiers how also appeared : differential, operational, wide-band, or love noise - there is a very great choice. FAIRCHILD & AMELCO represented by TECHNIQUES ET PRODUITS, present a variety of circuits.

Numerous circuits are also available in flat case construction, and several manufacturers offer equipment to be used in conjunction with these components (TEXAS, JIVECO for example).

In thin film technology, there are circuits with deposited elements by LA MICROELECTRONIQUE & LA RADIOTECHNIQUE (COPRIM). The latter firm presents a memory read-out amplifier with a cycling time of one microsecond.

High packing densities were also in evidence at the Salon. On the MCE stand, which represents the firm GME, there were registers with twenty binary elements using metal oxide semiconductor technology.

Ces types de circuits logiques possèdent parfois des propriétés intéressantes pour l'utilisateur : l'alimentation du module avec une seule tension, par exemple. (FAIRCHILD dans la série DT μL 930 et WESTINGHOUSE par les circuits WM semblant les plus remarqués).

Dans la plupart des cas, il est présenté une famille logique complétant la porte de base. On note en particulier les bascules JK flip flop et plus particulièrement le DT μL 931 de FAIRCHILD à commande continue.

Dans la gamme des circuits linéaires sont également apparus de nombreuses versions d'amplificateurs : qu'ils soient différentiel, opérationnel, à large bande ou à faible bruit, le choix est vaste (FAIRCHILD, AMELCO représenté par TECHNIQUE ET PRODUIT présentent des circuits variés).

Nombreux sont les circuits livrés en boîtier plat. Plusieurs fournisseurs proposent des équipements permettant la manipulation de ces composants (TEXAS, JIVECO, par exemple).

Dans la technologie film mince sont remarqués les circuits à éléments rapportés chez LA MICROÉLECTRONIQUE ET LA RADIOTECHNIQUE (COPRIM). Ce dernier présentant un amplificateur de lecture pour mémoire à temps de cycle d'une microseconde.

Les hauts niveaux d'intégration figuraient également au salon : c'est au stand MCE qui représente la société GME qu'étaient présentés des registres à décalage de vingt éléments binaires en technologie MOS.

Circuits logiques

La gamme des circuits logiques fonctionnels s'est enrichie des fabrications d'un nouveau constructeur : SCHNEIDER R.T. ELECTRONIQUE. Les nouveautés remarquables des constructeurs résident dans le remplacement des éléments au germanium par des éléments au silicium qui ont apporté un accroissement de la vitesse de commutation et une amélioration de la fiabilité aux hautes températures.

SCHNEIDER présente sa série de modules réalisant les montages de base pour la commutation électronique et le calcul analogique et numérique : modules MS dont la fréquence de commutation va jusqu'à 10 MHz. Les modules ES représentent les assemblages fonctionnels des modules MS Les tenues en température vont de —35 °C à +125 °C.

FERRANTI (G.B. représenté par CERAM) propose trois nouvelles séries d'éléments de circuits logiques moulés à grande vitesse de commutation. Elles sont constituées d'éléments rectangulaires représentant un volume de 6 cm³ environ. La série 400 a une vitesse de commutation de 3 MHz alors que la série 500 commute à 5 MHz. Par contre, la série 700 formée d'éléments pour usages industriels ne va qu'à 1 MHz.

MORS fabrique des relais statiques réalisant des fonctions logiques, des éléments d'entrée et de mise en forme, etc. Il réalise aussi des sous-ensembles compteur et compteur-décompteur binaires ou décimaux. La liaison avec les organes extérieurs s'effectue par deux convertisseurs : un convertisseur analogique digital et un convertisseur digital analogique. Un petit calculateur fonctionnant à 1 MHz a été créé.

COPRIM réalise de nouvelles unités de comptage à blocs sur circuits série FC 762-37 pour comptage ou comptage-décomptage. Il a introduit les blocs circuits de la série 10 dont la technologie a été améliorée par l'emploi de connexions de sortie par perles de verre. De plus la valeur élevée des niveaux de tension contribue à l'amélioration du rapport signal/bruit. Les blocs circuits

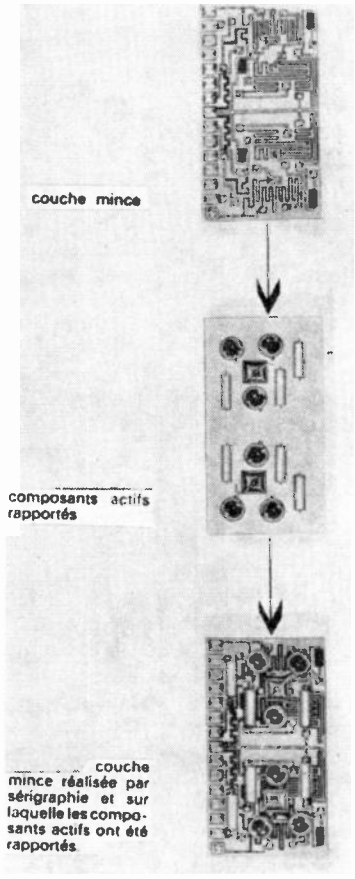


FIG. 17. — La Microélectronique. Circuit couche mince avec éléments rapportés.

La Microélectronique. Thin film circuit with deposited elements.

Logic circuits

The range of functional logic circuits is enriched by the products of a new manufacturer, SCHNEIDER R.T. ELECTRONIQUE. The remarkable new items now being manufactured arise from the replacement of germanium by silicon components, resulting in increased switching speed and improved reliability at high temperatures.

SCHNEIDER presents a series of modules forming basic units for electronic switching and for analogue and digital computation. In the MS nodules the switching frequency is as high as 10 Mc/s. The ES modules represent functional assemblies of the MS modules. The working temperature range is from — 35 °C to + 125 °C.

FERRANTI (G.B. represented by CERAM) put forward three new series of moulded logic circuit elements. These have a high switching speed, and are in the form of rectangular elements having a volume of about 6 cm³. The 400 series has a switching speed of 3 Mc/s, whilst the 500 series switches at 5 Mc/s. On the other hand the 700 series, comprising elements for industrial use, only goes up to 1 Mc/s.

MORS produce static relays carrying out logic functions, as well as input elements, pulse shapers, etc. They also produce binary or decimal sub-assemblies for computation purposes. Connection to external equipment is by means of two convertors, one analogue-digital and the other digital-analogue. A small computor operating at 1 Mc/s has been produced.

COPRIM have produced some new computing units in block form based on circuits of the FC 762-37 computing series. They have introduced circuit units in the 10 series, in which the technological features have been improved by the use of glass

de la série 20 ont été développés pour opérer à vitesse élevée selon les mêmes principes que ceux mis en œuvre dans la série précédente. Un fonctionnement fiable est assuré dans la gamme de température allant de —55 °C à +85 °C.

Relais électromagnétiques

La large compétition internationale qui caractérise le salon cette année fait ressortir la place importante qu'occupe toujours le relais électromagnétique parmi les composants. Le nombre d'exposants qui présentent des relais dépasse la trentaine. Naturellement, beaucoup des fabrications concurrentes sont très proches les unes des autres car la technique du relais classique ne peut évoluer de façon très spectaculaire. Néanmoins, la miniaturisation et le développement des contacts sous ampoules scellées (Read relay) sont deux aspects qui méritent d'être signalés.

Parmi les concurrents, nous avons relevé les fabrications suivantes :

ACRM présente la gamme habituelle de ses relais inverseurs sous capot dont les pouvoirs de coupure s'échelonnent de 2 à 5 A sous 127 V - 50 Hz, alimentation en continu ou alternatif. Parmi eux, le YA 505 homologué CCTV, alimenté en continu — 1,6 W coupe 4 A sous 30 V continu ou 3 A sous 127 V - 50 Hz. Les relais AUX, déjà signalés l'an dernier, ont un pouvoir de coupure de 5 A/127 V - 50 Hz pour une puissance de commande de 2 W en continu ou 3 VA en alternatif avec des possibilités de test intéressantes. Signalons également le relais subminiature hermétique SM pesant 8 g et coupant 0,5 A sous 30 V continu ainsi que le 708, sous capot hermétique, coupant 2 A sous 30 V continu. Une création récente de cette firme pour affermir son indépendance dans les fournitures : le modèle MP, d'un gabarit courant à 2 ou 4 contacts inverseurs, alimenté en continu par 360 mW coupant 1,5 A sous 127 V - 50 Hz, embrochable ou soudable sur circuit imprimé.

AEM fabrique sous licence Babcok une gamme de relais miniatures hermétiques, embrochables ou soudables sur circuit imprimé parmi lesquels on remarque le dernier né référencé BR10, pesant 4 g, dimensions : 5,8×10,2×12,7 à 2 contacts inverseurs coupant 1 A sous 30 V. Par ailleurs, cette firme pratique sur plusieurs modèles le soudage capot - embase à l'arc sous argon évitant l'action ultérieure des flux de soudure sur les contacts.

AMEC présente des relais de faible encombrement parmi lesquels on relève des Reed Relays (contacts sous ampoule scellée) type SR et SO, ce dernier en boîtier transistor et en version soudable sur circuit imprimé, intensité de contact 0,3 A, temps de réponse inférieur à 1 ms. Cette firme doit produire prochainement un modèle JA pesant 3,8 g dimensionné : 17,4×10,2×15, intensité de contact : 0,5 A, 1 RT, à un prix intéressant. A la fin de 1965 et avec sensiblement les mêmes caractéristiques que le relais JA, AMEC doit produire un relais ultra-miniaturisé catalogué JB et contenu dans un boîtier de transistor T05.

— Aster augmente la gamme de ses relais par le T24, à 4 inverseurs coupant 3 A, sous capot étanche, dimensionné : 19×30×43 mm en version enfichable sur connecteur classique ou spécial pour circuit imprimé.

— Alma (G.B.) représenté en France par les Etablissements V. Kliatchko, présente des Reed Relays cylindriques, directement soudables sur circuits imprimés, fonctionnant de —55° à +100 °C, pour des puissances de 75 à 540 mW.

— Bernier présentait l'an dernier son relais LI, il en a cette année amélioré les caractéristiques, indiquant 0,6 W comme puissance d'excitation, diminuant l'encombrement et coupant 5 A (sur demande). Comme nouveauté, un Reed Relay appelé type RB : puissance : 0,3 W, contact or diffusé, pouvoir de coupure maximal : 0,3 A (6 W) posant 4 g et fonctionnant de —65° à +130 °C, encombrement : d = 6, l = 23, soudable, sealed terminals for the output connections. In addition, the high value of voltage levels employed contributes to an improved value of the signal to noise ratio. The block circuit units in the 20 series have been developed to operate at high speed, based on the same principles as those employed in the preceding series. Reliable operation is assured for a temperature range extending from — 55 °C to + 85 °C.

Electro-magnetic relays

The extensive international competition which is a feature of this year's Salon emphasises the important place still occupied by electro-magnetic relays amongst components. The number of exhibitors showing relays exceeds the thirty mark. Naturally many competing products are very similar to one another, because the classic relay technique cannot develop very spectacularly. Nevertheless, miniaturisation and the development of contacts sealed in glass envelopes (reed relays), are two features worthy of notice.

We have selected the following products from the number of competitors :

ACRM present the usual range of change-over relays with covers, capable of breaking currents of 2 to 5 A at 127 V, 50 c/s with d/c or a/c windings. Amongst these, the CCTU approved YA 505, with d/c operation, 1.6 W, will break 4 A d/c at 30 V or 3 A 50 c/s at 127 V.

The AUX relays, which were mentioned last year, will break 5 A at 127 V, 50 c/s with an operating power of 2 W d/c, or 3 VA a/c. Their test results are of considerable interest. We would also mention the sub-miniature hermetically sealed relay, type SM which weighs 5 g and is capable of breaking 0.5 A at 30 V d/c, and the type 708 relay, hermetically sealed, which will break 2 A at 30 V d/c. A recent design by this firm, which emphasises the firm's standing as an independent supplier, is the model MP. This is of a modern pattern having 2 or 4 change over contact units, operating power 360 mW d/c, and capable of breaking 1.5 A at 127 V, 50 c/s. It can be of the plug-in type, or for soldering into printed wiring.

AEM manufactures under licence from Babcock, producing a range of hermetically sealed miniature relays, which can be of the plug-in type or for soldering into printed wiring. The baby of the family is the type BR 10 weighing 4 g and having the dimensions 5.8×10.2×12.7 mm. It has 2 change-over contact units, capable of breaking 1 A at 30 V. In addition, this firm uses argon arc welding for joining the cover to the base on several models. This avoids the possibility of action by soldering flux on the contacts at a later date.

AMEC offers relays of small dimensions, amongst them being the reed relay types SR and SO. The latter is obtainable in a transistor case, and in a version suitable for soldering into printed wiring. The contact loading is 0.3 A, and the operate time is less than 1 m.s. This firm expects to produce shortly a model JA, weighing 3.8 g and with the dimensions 17.4×10.2×15 mm, contact loading 0.5 A, 1 change-over, at an attractive price. AMEC also expects to produce a type JB relay by the end of 1965. This will be an ultra-miniaturised relay housed in a transistor container T 05, and will have practically the same characteristics as the JA relay.

— Aster has extended its range of relays by the T 24, which has 4 change-over contact units, with a contact loading of 3 A, hermetically sealed and having the dimensions 19×30×43 mm, with plug-in connections, or with special connections for printed wiring.

— Alma (G.B.) which is represented in France by Etablissements V. Kliatchko, offers cylindrical reed relays for soldering directly into printed wiring, and operating from — 55 to + 100 °C, on powers varying from 75 to 540 mW.

ou d = 7, l = 26, pour circuit imprimé.

— CSF présente cette année, comme matériel nouveau, un relais type P ayant les caractéristiques du relais U, déjà connu, mais d'un volume réduit de moitié : son encombrement devient : 20,3 × 10,2 × 11. Consommant 1 W environ, il possède 2 RT et coupe 2 A sous 30 V. En boîtier hermétique, une version est soudable sur circuit imprimé. Il satisfait aux température—65 °C, +125 °C, supporte en choc 100 G et en vibration 30 G de 10 à 3 000 Hz. Par ailleurs, CSF fabrique des contacts sous ampoules scellées, et en équipe une gamme de Reed Relays qui peuvent actionner soit de 1 à 5 T, soit 1 R, soit 1 RT ou 2 RT pour une consommation moyenne de 80 à 100 mW par contact. Le plus petit, pour 1 T ou 1 R, mesure 30,3 × 7,5 × 7,5. Courant maximal : 0,5 A, pouvoir de coupure : 15 VA.

— G.E.C. (G.B.) propose, en nouveauté, un relais dont le bobinage simple ou double peut actionner jusqu'à six contacts sous ampoules scellées, de fabrication anglaise. Son fonctionnement est assuré jusqu'à 70 °C (ambiant). Il peut être groupé en ensemble compact sur une forme matricée. Temps de fonctionnement : 2 ms à l'attraction, 0,5 ms à la retombée. Le contact supporte 1 A. La puissance demandée est de 5 W maxi. G.E.C. présente également en nouveauté un relais à rochet et cames multiples pour comptage et absorption d'impulsions, de transmission de données chaque came actionnant un jeu de contacts à la vitesse de 30 pas/seconde.

— ECE présente un relais hermétique d'encombrement réduit à 2 pôles inverseurs coupant de 1 à 3 A soudable sur circuit imprimé, ainsi qu'un relais miniature (série 901) de dimensions : 5,8 × 11 et 22,5 hors fixation pesant 4 g, intensité aux contacts : 1 A, 2 RT, fonctionnant entre —65 °C et +125 °C, soudable naturellement sur circuit imprimé.

— Hi-G (U.S.A) présente toute une gamme de relais en boîtiers hermétiques de petites dimensions à pouvoir de coupure : 2, 3, 4 et 10 A allant de 1 pôle à 4 pôles inverseurs pour des puissances de commandes échelonnées de 12 à 700 mW et met l'accent sur la qualité de ses sorties de fils à travers perle céramique.

— IBM présente les relais à fil qui équipent depuis quinze ans ses machines et sont maintenant commercialisés : ils sont intéressants par leur rapidité de fonctionnement et leur durée de vie. Ces relais existent en plusieurs versions : soit à contacts argent à 4, 6 ou 12 contacts RT, soit à verrouillage mécanique à 4 ou 6 contacts RT, soit en version Haute Vitesse dont les caractéristiques sont particulièrement poussées, le temps d'excitation étant de 2 à 2,5 m/s, rebonds compris. IBM présente également pour Reed Relay un contact rhodium or en ampoule scellée dont les caractéristiques sont les suivantes : Rapidité 1 m/s sous 70 AT. Fiabilité : 125 millions. Pouvoir de coupure : 12 VA maximum. Longueur de l'ampoule : 2 cm.

— INTERTECHNIQUE expose un relais de conception originale appelé « PRINTACT » qui établit ses contacts directement sur le circuit imprimé et dont le mécanisme est réduit à sa plus simple expression. Les conducteurs du circuit imprimé doivent être rhodiés à l'endroit où se posent les contacts, ceux-ci, or ou palladium, peuvent accepter jusqu'à 1 A dans la gamme courante. Poids : 23 g. Encombrement : 23,4 × 22,8 × 21,6 mm.

— LANGLADE et PICARD ne présente pas de nouveaux modèles mais apporte sur ses fabrications courantes quelques améliorations : adjonction de capot sur le relais 600, mise sur conjoncteur des relais 602 et 604. Le poids 10 g et les dimensions : 20 × 23 × 11,5 de son relais à fils, type 800, à 1 R - 1 T permettent son montage sur circuit imprimé, pouvoir de coupure : 0,5 A.

— MORS présente en nouveauté cette année le relais type 2301 dont une série dite « électronique » de 1 à 3 contacts inverseurs pour un pouvoir de coupure maximal : 3 A. Relais sur petit conjoncteur, d'encombrement total : 58,5 × 40 × 16, sous capot plastique et annonce dans le même encombrement un relais « bistable » appelé type 2307.

— BERNIER showed their LI relay last year. This year they have improved the characteristics, and quote 0.6 W as the operating power, at the same time the dimensions are reduced and the contacts are capable of breaking 5 A (available if requested). A novelty is a reed relay type RB, power 0.3 W, diffused gold contact, maximum breaking capacity 0.3 A (6 W), weight 4 g. The operating range is — 65 to + 120 °C ; dimensions : d = 6, l = 23, solder-in or d = 7, l = 26 mm for printed wiring.

— CSF this year present a new relay, type P, having the same characteristics as the existing type U relay, but with half the volume ; its dimensions become 20.3 × 10.2 × 11 mm with an operating power of 1 W approximately, it has two change-over contact units, and can break a current of 2 A at 30 V. It is hermetically sealed and one version is suitable for soldering into printed wiring. It is suitable for temperatures from — 65 to + 125 °C, and can withstand a shock of 100 g or vibration of 30 g at 10 to 3,000 c/s. CSF also manufacture contacts sealed in glass envelopes, which are used in a range of reed relays which can operate 1 to 5 makes, 1 break, or 1 or 2 change-overs, the average operating power required being 80 to 100 mW per contact. The smallest for 1 make or 1 break, measures 30.3 × 7.5 × 7.5 mm. Maximum current 0.5 A, breaking capacity 15 VA.

— G.E.C. (G.B.) exhibit a new relay with single or double wound coil, operating up to 6 contact units, sealed in a glass envelope. The relay is made in England. It is able to operate up to 70 °C (ambient), and can be grouped in matrixed form to make a compact assembly. Operating times : 2 ms make, 0.5 ms break. The contacts will carry 1 A. The operating power is 5 W max. Another novelty presented by G.E.C. is a ratchet relay with multiple cams for counting and storing impulses, in data transmission, each cam operating a contact unit at the rate of 30 steps per second.

— E.C.E. presents a hermetically sealed relay of small dimensions, with two change-over contact units breaking from 1 to 3 A, suitable for soldering into printed wiring, as well as a miniature relay (series 901) measuring 5.8 × 11 × 22.5 mm excluding mounting, and weighing 4 g. Contact loading 1 A, 2 change-over contact units, operating temperature range — 65 °C to + 125 °C, and of course suitable for soldering into printed wiring.

— Hi-G (U.S.A.) presents a whole range of hermetically sealed relays of small dimensions, and capable of breaking 2, 3, 4 and 10 A, having from 1 to 4 change-over contact units, and with operating power requirements graded from 12 to 700 mW. They accentuate the quality of their lead out arrangements via ceramic bushes.

— IBM present wire spring relays with which their machines have been equipped for the last 15 years. These have now been put on a commercial basis, and are of interest for their high operating speed, and for their long life. These relays are made in several versions, with silver contacts and 4, 6 or 12 change-over contact units, or mechanically locking with 4 or 6 change-over contact units. There is also a high speed version with very advanced characteristics, the operating time being 2 to 2.5 m/s, including bounce. IBM also present a reed relay contact of rhodium-gold, sealed in a glass envelope, and having the following characteristics : Speed, 1 m/s at 70AT. Reliability, 125 million operations, Breaking capacity 12 VA max. Length of envelope, 2 cm.

— INTERTECHNIQUE show an original type of relay known as « PRINTACT ». This makes contact directly with the printed wiring, the mechanism being reduced to its simplest possible form. The printed wiring must be rhodium plated at the points where the contacts are to be located. The contacts are of gold or palladium and can take up to 1 A. Weight, 23 g. Dimensions, 23.4 × 22.8 × 21.6 mm.

— LANGLADE & PICARD are not showing any new models, but have made some improvements to their current products :

— MTI. En plus de ses propres fabrications, cette société distribue, depuis peu, en France, les relais I.T.T. (U.S.A.) ceux-ci comprennent un choix varié de relais à ampoules scellées (reed relays) de faible encombrement et soudables sur circuits imprimés, en modèles nus, en modèles étanches ou en modèles blindés. Leurs contacts son normalement en palladium. Parmi eux, dans le type P, le modèle étanche à implantation horizontale a un encombrement de $12 \times 22 \times 26$ à intensité maximale dans le contact : 150 mA continu ou 250 mA alternatif, pouvoir de coupure nominal : 5 W. Le type F, de modèle correspondant, mesure : $12{,}5 \times 50 \times 35$. Intensité maximale de contact : 200 mA courant continu ou 250 mA alternatif. Sont présentés également des relais à contacts mouillés au mercure, sous ampoule scellée, de différentes formes et fixations. Par ailleurs, M.T.I. présente des relais classiques, dont les types 200 et 220, de dimensions réduites, de 2 à 6 RT, à contacts argent ou palladium.

— POTTER et BRUMFIELD AMG (U.S.A.) présenté par les Etablissements TRANCHANT, expose une gamme de relais téléphoniques classiques dont certains sont de dimensions réduites. Cette firme produit également des relais pour circuits imprimés en boîtiers hermétiques, type SC en relais polarisé, type SL en relais à deux bobines à verrouillage magnétique. Consommation 1 W. Pouvoir de coupure : 2 A.

— SECRE présente le relais S, petit relais classique de bonne conception ; sous capot et pouvant actionner jusqu'à 6 RT pour une puissance de 0,7 W $\pm$ 10 %. Pouvoir de coupure : 1 A - 30 V continu, lames à double contact or-argent.

— SEEM présente différents modèles de reed relays dont certains à très haut isolement (10^{14} Ω) à ampoule scellée axiale ou extérieure au bloc de bobinage. Le plus petit de ces relais est le Type MH1C dont le bloc mesure $14 \times 9{,}5 \times 10$ mm ; l'ampoule de 20 mm est axiale et mesure 39 mm avec ses connexions. Puissance de commande : 10 mA à 24 V. Tous ces relais sont directement soudables sur circuits imprimés.

— SIEMELEC présente les relais GRUNER (Allemagne) qui constituent toute une gamme de petits relais classiques allant du relais téléphonique au relais miniature à contacts par fils à faible capacité (2 RT) dimensions : $28 \times 9 \times 18$. Poids : 8,5 g (référence 957). La bobine de ce relais a permis de réaliser un reed relay qui est un des plus petits du genre, avec une ampoule scellée de diamètre : 4 mm, de longueur : 21,5 mm, longueur hors tout : 37,5 mm.

— SIEMENS présente cette année un relais miniature, type TRLS 154 à contacts doubles, de 4 RT, de dimensions : $19 \times 24 \times 30$, soudable directement sur circuit imprimé ou embrochage sur connecteur, sous capot ou en boîtier hermétique, ayant un pouvoir de coupure de : 30 W - 1 A, pesant environ 30 g et qui existe en quatre versions : monostable, bistable à verrouillage magnétique, pour courant alternatif, pour ambiance à température élevée. Par ailleurs, SIEMENS a amélioré son relais téléphonique TRLS6 rendu embrochable, sous capot et à 8 RT, dimensions : $53 \times 58 \times 20$.

— STPI présente un très petit relais en boîtier hermétique, de 1 RT, coupant 1 A, mesurant $10 \times 5 \times 15$ et ne pesant que trois grammes : type 308. Le type 301, nouveau modèle (dimensions $20 \times 21 \times 9$) à 2 RT, coupe 1 A pour une puissance de commande de 250 mW et fonctionne sous une accélération constante de 20 G de 50 à 2 000 Hz. Le type 302 ($23 \times 20{,}5 \times 10{,}5$) coupe 2 A et satisfait aux mêmes conditions. Ils sont suivis du type 322 à 4 RT coupant 3 A, mesurant $20{,}2 \times 20{,}2 \times 23$, pesant 30 grammes, puis des types 315 et 325 respectivement de 2 et 4 RT, coupant tous deux 10 A et mesurant $27{,}3 \times 12{,}9 \times 33$. Enfin, le type 378 est un 2 RT à temporisation fixe ou réglable par gammes de 0,02 à 300 secondes et pouvant couper 2 A. La précision de ce dernier relais est de $\pm$ 5 % entre —55 °C et +125 °C ; dimensions : $41 \times 41 \times 61$, poids 125 g. Tous ces relais sont sous boîtiers hermétiques.

addition of cover to the type 66 relay ; 602 and 604 type relays provided with plug-in base. Weight 10 g. Dimensions $20 \times 23 \times 11.5$ mm for the wire spring relay, type 800, having 1 make - 1 break, making it suitable for mounting on printed wiring boards, breaking capacity 0.5 A.

— MORS this year show the new type 2301 relay of which there is a so-called « electronic » series with 1 to 3 change-over contact units with a breaking capacity of 3 A max. The relay is on a small plug-in mounting, of overall dimensions $58.5 \times 40 \times 16$ mm, and has a plastic cover. There is also a bistable relay of the same dimensions, type 2307.

— MTI, in addition to their own products, this firm has recently distributed ITT (U.S.A.) relays in France. These include a varied selection of relays with sealed glass envelopes (reed relays) of small dimensions for soldering in to printed wiring, in open, screened or hermetically sealed models. The contacts are normally of palladium. Of these relays, the type P, a sealed model for horizontal mounting measures $12 \times 22 \times 26$ mm, maximum contact loading 150 mA d/c or 250 mA a/c, nominal breaking capacity 5 W. Type of the corresponding model measures $12.5 \times 50 \times 35$ mm. Maximum contact loading 200 mA d/c or 250 m- a/c. Relays with mercury wetted contacts, sealed in glass envelopes are also shown in different forms and with different mounting arrangements. In addition, MTI presents the classic types of relay, including types 200 and 220, which are of small size, and have 2 to 6 change-over contact units of silver or palladium.

— POTTER & BRUMFIELD AMF (U.S.A.) represented by Etablissements TRANCHANT, show a range of classic telephone relays, some of which are of small size. This firm also produces relays for printed wiring in hermetically sealed cases. Type SC is a polarised relay, and type SL is a two-winding relay, with magnetic locking, operating power 1 W, breaking capacity 2 A.

— SECRE show the S relay. This is a small classic relay of good design. It has a cover and can actuate up to 6 change-over contact units, the operating power being 0.7 W $\pm$ 10 %. Breaking capacity 1 A at 30 V d/c. Twin contacts, silver-gold.

— SEEM present different models of reed relays, some of which have a very high insulation resistance (10^{14} Ω). The sealed glass envelope may be axial with respect to the winding unit or it may be external to it. The smallest of these relays is the Type MH 1 C, the overall dimensions being $14 \times 9.5 \times 10$ mm. The glass envelope, 20 mm long, is axial and measures 39 mm with connections. Operating power 10 mA at 24 V. All these relays are suitable for direct soldering into printed wiring.

— SIEMELEC presents GRUNER (Germany) relays. These constitute a whole series of small classic relays, ranging from the classic telephone relay to miniature wire spring relays having low capacitance, 2 change-over contact units, dimensions $28 \times 9 \times 18$ mm. Weight 8.5 g (reference 957). The winding of this relay has made it possible to produce one of the smallest reed relays of its type, the sealed glass envelope being 4 mm in diameter and 21.5 mm in length, and the overall length being 37.5 mm.

— SIEMENS this year present a miniature relay type TRLS 154, with twin contacts, 4 change-over contact units, size $19 \times 24 \times 30$ mm. The relay can be soldered directly into printed wiring, or can be provided with a plug-in base. It can be hermetically sealed, or with a removable cover. Breaking capacity 30 W - 1 A. Weight about 30 g. There are 4 versions, one side stable, both sides stable (magnetic locking), for a/c, and for high ambient temperature. In addition, SIEMENS have improved their telephone relay TRLS 6, which has been made plug-in, with cover, and with 8 change-over contact units. Dimensions $53 \times 58 \times 20$ mm.

— STPI presents a very small relay, hermetically sealed with 1 change-over contact unit, capable of breaking 1 A. This relay

— ZETTLER présente des relais à armature pivotante fonctionnant dans la plage —65 °C à +125 °C sous des accélérations-choc jusqu'à 50 G et sous des accélérations linéaires jusqu'à 25 G coupant 2 et 3 A ainsi qu'un relais polarisé fonctionnant dans les mêmes conditions avec une rapidité inférieure à la milliseconde et commutant 200 mA. Un petit relais classique, série AZ 420, encombrement : 30×30×18, sous capot ou hermétique, coupe 1 A continu par 4 RT en courant faible ou 3 A par 2 RT en courant fort.

De toute cette liste qui reste, malgré tout, incomplète, il ressort que de nombreuses firmes fabriquent des relais dont les caractéristiques sont très proches les unes des autres. La plupart ont fait des efforts certains pour fournir des matériels plus petits, plus légers, de façon à ce que ces relais puissent plus facilement jouer leur rôle comme complément des circuits électroniques. Par ailleurs, les reed relays dont les contacts sont sous ampoule de verre scellée et en atmosphère contrôlée ne sont pas encore très répandus en France, mais cette technique ne peut que se développer dans les années à venir, concurremment aux relais classiques en raison principalement de leur grande fiabilité.

Appareils de mesure

Dans le domaine des appareils de mesure, on constate une nette progression de la transistorisation et de l'affichage numérique. Il faut également signaler que de nombreux appareils : voltmètres numériques, fréquencemètres, programmateurs, etc. sont réalisés avec des sorties codées. Les résultats des mesures peuvent donc être utilisés directement sur imprimantes, ou calculateurs numériques.

AIRMEC LIMITED (G.B.) représenté par ANTARES, expose un équipement de mesures de fréquences et de temps, type 311, entièrement transistorisé capable de mesurer directement des fréquences de 0 à 100 MHz et des temps de 1 µs à 10^8 secondes.

ALCATEL présente cette année les oscilloscopes ALCATEL 707, entièrement transistorisés, version rack ou coffret :

— bande passante 0-50 MHz,
— sensibilité 5 mV/cm,
— balayage 10 ns/cm.

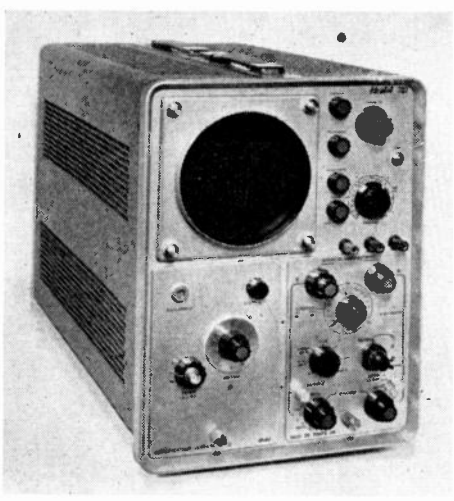


FIG. 18. — Alcatel. Oscilloscope 707.

Un jeu de tiroirs enfichables permet un fonctionnement en X-Y. A noter une application particulière de cet oscilloscope, le micromètre ultrasonore, appareil destiné à la mesure des

measures 10×5×15 mm and weighs only 3 g. The type number is 308. Type 301, which is a new model (dimensions 20×21×9 mm), has 2 change-over contact units. It can break a current of 1 A, the operating power being 250 mW, and can withstand a constant acceleration of 20 g at 50 to 2,000 c/s. Type 302 (23×20.5×10.5 mm) can break a current of 2 A and meets the same requirements. These are followed by type 322 with 4 change-over contact units, breaking 3 A, measuring 20.2×20.2×23 mm, and weighing 30 g ; then by types 315 and 325 having respectively 2 and 4 change-over contact units, bith breaking 10 A, and measuring 27.3×12.9×33 mm. Finally, type 378 has 2 change-over contact units and a timing which can be either fixed or adjustable over the range 0.02 to 300 s. It can break 2 A. The accuracy of this relays is ± 5 % over the range — 55 °C to + 125 °C. Dimensions 41×41×61 mm. Weight 125 g. All these relays are in hermetically sealed cases.

— ZETTLER presents pivoted armature relays operating from — 65 °C to + 125 °C. They can withstand shock accelerations up to 50 g, and linear accelerations up to 25 g. They are capable of breaking 2 and 3 A. There is also a polarised relay operating under the same conditions with a speed of less than 1 ms, and switching 200 mA. A small classic relay, series AZ 420, dimensions 30×30×19 mm, with cover or hermetically sealed, will break 1 A d/c in the light duty model with 4 change-over contact units, or 3 A in the heavy duty model with 2 change-over contact units.

From this list, which is inevitably incomplete, it is seen that numerous firms are manufacturing relays which are very similar to one another in characteristics. Most manufacturers have made certain efforts to provide products that are smaller and lighter, so that these relays can more readily play their part as complements to electronic circuits. Moreover reed relays whose contacts are sealed in a glass envelope, in a controlled atmosphere, are not yet in extensive use in France, but this technique must necessarily develop in the years to come, along with the classic relays, mainly by reason of the great reliability of reed relays.

Measuring instruments

In the measuring instrument field we can report definite progress in transistorisation and in digital display.

It should also be noted that many instruments such as digital voltmeters, frequency meters, programmers, etc., are produced with coded outputs. Results of measurements can therefore be used directly on printers, or fed to computors.

AIRMEC LIMITED (G.B.) represented by ANTARES, show a completely transistorised frequency and time measuring set, Type 311. It is capable of the direct measurement of frequency from 0 to 100 Mc/s, and time from 1 µs to 10^8 s.

ALCATEL this year present ALCATEL 707 oscilloscopes, completely transistorised in rack mounting or portable versions.

— frequency range, 0 to 50 Mc/s.
— sensitivity, 5 mV/cm,
— sweep, 10 ns/cm.

A set of plug-in units allows of X-Y operation. A special application of this oscilloscope should be noted, the ultrasonic micrometer. This is intended for the measurement of plates (2 to 5 mm to within ± 0.01 mm) or the walls of tubes (up to 10 mm to within ± 0.05 mm).

There is also a thermo-electric monitoring device for instructional purposes which will show Seebeck and Peltier effects. There are the P8 and S20 thermo-electric modules as well as Peltier effect refrigerating units for photo electric tubes and « zerostables », enclosures stabilised at zero degrees for cold junctions and thermocouples.

épaisseurs de tôles (2 à 5 mm à ± 0,01 mm) ou de parois de tubes (jusqu'à 10 mm à ± 0,05 mm).

Egalement un moniteur thermoélectrique, destiné à l'enseignement, qui permet de mettre en évidence les effets Seebeck et Peltier. Enfin les modules thermoélectriques P8 et S20, ainsi que des réfrigérateurs de tubes photomultiplicateurs à effet Peltier et des « zérostables », enceintes stabilisées à zéro degré pour soudures froides et thermocouples.

Au stand A.O.I.P. nous avons remarqué :

— Le voltmètre potentiométrique VP portable qui permet la mesure de tensions de 100 mV à 1 000 V en 5 gammes avec une précision $> 10^{-3}$, et utilisable en quotientmètre pour tensions continues jusqu'à 250 V avec une impédance d'entrée de 10 kΩ.

— L'enregistreur à suiveur de spot SG qui détecte la position du spot d'un galvanomètre à spot projetable et commande, après amplification, un servo-moteur diphasé qui permet l'inscription sur une bande de 150 mm de large dont les vitesses de déroulement s'échelonnent de 6 mm/s à 1 mm/h. Le temps de parcours de l'échelle est de 0,6 s et la précision de poursuite de 0,1 mm.

AUDIOLA présente dans sa fabrication deux appareils :

— Un adaptateur panoramique type 250 permettant en particulier le procédé de « veille » à l'aide d'un récepteur de trafic normal. La gamme surveillée s'étend sur ± 100 kHz par rapport à la fréquence d'accord. La sensibilité verticale atteint 10 μV/cm et la résolution est meilleure que 5 kHz.

Il existe une version ±500 kHz pour les récepteurs dont la FI est égale ou supérieure à 5 MHz.

— Une nouvelle version du vobulateur de précision modèle 517 dont le dispositif de marquage fait l'objet d'un brevet. Ce système consiste à effectuer un marquage occupant une bande étroite de fréquences et permettant, par conséquent de marquer des points de fréquences très voisines sur la courbe analysée. Les gammes de fréquences explorées s'étendent de 30 kHz à 18 MHz à l'aide de quatre tiroirs interchangeables.

AUDIOLA représente pour la France le matériel d'importation fabriqué par THE SINGER Co. (USA).

Notons les analyseurs de spectres « Panoramic Instruments » de 0,5 Hz à 73 GHz, les étalons de mesure de très haute précision de « Sensitive Research » et les appareils de mesure d'intensité de champ « Empire Instruments » de 20 Hz à 22 GHz.

Chez BECKMAN INSTRUMENTS INTERNATIONAL (USA), nous avons noté :

La série 6100 de compteurs (équipés de semiconducteurs) 25 MHz et 50 MHz utilisables jusqu'à 1 000 MHz. Le modèle 6126 permet les mesures suivantes : fréquences, périodes, moyenne de périodes multiples, rapports, comptage d'événements hasardeux. Le modèle 6146 permet en plus de ces fonctions de mesurer des intervalles de temps et des moyennes de rapports multiples, sans nécessiter aucun accessoire supplémentaire.

Les modèles 6127 et 6147 sont des compteurs 50 MHz. A l'aide de tiroirs enfichables, on peut étendre les gammes de mesures en direct jusqu'à 100 MHz, 10 ns, par échantillonnage jusqu'à 400 MHz et par hétérodyne jusqu'à 1 000 MHz. Certains tiroirs permettent l'utilisation des compteurs de la série 6 100 en voltmètre numériques de 1 mV à 1 000 V continu.

— La stabilité de ces compteurs est de 3×10^{-9} par jour, la sensibilité 100 mV.

— Panneau à huit chiffres indiquant la position de la virgule et l'unité de fréquence ou de temps utilisée. Il est possible de verrouiller la lecture qui ne se modifie alors que lorsque la mesure change.

— Sortie en code binaire 1 - 2 - 4 - 8.

Le modèle 6146 comporte deux canaux indépendants de mesure d'intervalles de temps entre deux phénomènes distants

On the A.O.I.P. stand we noted :

— The portable potentiometric voltmeter VP for measuring voltages from 100 mV to 1,000 V, in five ranges, with an accuracy of better than 10^{-3}, also usable as a ratio meter for d/c voltages up to 250 V, with an input impedance of 10 kΩ.

— The spot-following recorder SG, which detects the position of the spot of a mirror galvanometer, and which controls, after amplification, a twophase servo motor giving a graphic trace on a chart 150 mm in width, with chart speeds from 6 mm/s to 1 mm/h. The writing speed is 0.6 s for full scale deflection, and the following accuracy is 0.1 mm.

AUDIOLA present two of their instruments :

— A panoramic adaptor, Type 250, which perform the watch-keeping function using a normal communications receiver. The frequency range supervised is ± 100 kc/s with respect to the frequency to which the receiver is tuned. Vertical sensitivity is as high as 10 pV/cm, and the resolution is better than 5 kc/s.

There is a ± 500 kc/s version for receivers in which the IF is 5 Mc/s or higher.

— A new version of the Model 517 precision wobbulator, with a marking device covered by Patent N° 1,283,425. This marking occupies a very narrow band of frequencies and therefore allows the marking of points which are very close to one another on the curve that is being analysed.

— The frequency ranges which can be explored extend from 30 kc/s to 18 Mc/s, using 4 interchangeable units.

AUDIOLA are the French representatives of the SINGER Co (USA) in respect of their imported material.

We would note the « Panoramic Instruments » spectrum analysers, with a frequency range from 0.5 c/s to 73 Gc/s ; the « Sensitive Research » very high precision measuring Standards, and the « Empire Instruments » field strength measuring equipment with a frequency range from 20 c/s to 22 Gc/s.

BECKMAN INSTRUMENTS, INTERNATIONAL (USA) were showing :

The 6100 series of counters (which use semiconductors), 25 Mc/s and 50 Mc/s usable up to 1,000 Mc/s. The Model 6126 is suitable for the following measurements : frequency, periods, the mean value of a number of periods, ratios, counting of random events. The model 6146, in addition to being able to perform the above functions, can also measure time intervals, and the average of multiple ratios without requiring any auxiliary equipment.

The Models 6127 and 6147 are 50 Mc/s counters. By means of plug-in units, the ranges of measurement can extend from d/c up to 100 Mc/s, without auxiliaries.

— 10 ns, by sampling, up to 400 Mc/s, and by heterodyne up to 1,000 Mc/s. Certain units allow the counters in the 6100 series to work as digital voltmeters from 1 mV to 1,000 V d/c.

— The stability of the counters is $3 \cdot 10^{-9}$ per day.

— The sensitivity is 100 mV.

— 8 digit panel, giving the position of the decimal point and the unit of frequency or time being used. It is possible to lock the reading, which will then change only if the measurement changes.

— Output in binary code, 1-2-4-8.

The model 6146 has two independent channels for measuring time intervals between two phenomena separated by 0.2 μs to 10^8 s (with a resolution of 0.1 μs). It can measure two unknown

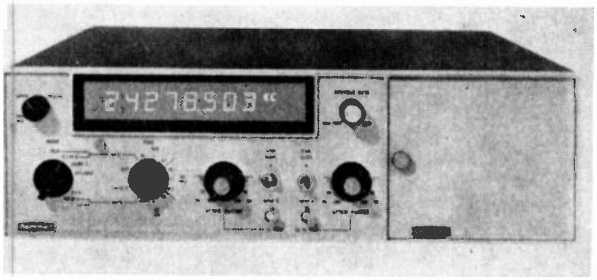


FIG. 19. — Compteur Beckman. Modèle 6146.
Counter Model 6146.

de 0,2 μs à 10^8 secondes (résolution de 0,1 μs). Il peut mesurer simultanément deux fréquences inconnues, l'une de 0 à 25 MHz, l'autre de 0 à 5 MHz, pour la détermination de leur rapport.

Nous avons remarqué un convertisseur analogique numérique type 4040 conçu spécialement pour transformer en signaux numériques, des valeurs analogiques (codes de conversion binaire, ou binaire décimal), avec une grande vitesse de conversion (45 000 conversions par seconde avec temps de décision : 2 μs), une grande précision (± ½ digit) et de grandes possibilités d'adaptation à différents modes d'information et d'exploitation des données. On peut ajouter que la linéarité est donnée pour ± 0,005 % de la pleine échelle et la stabilité : ± 0,001 % de la pleine échelle par période de 1 000 heures de fonctionnement.

De faible encombrement (rack 19 pouces, 2 unités) et entièrement transistorisé, un amplexer modèle C44, qui comporte dix amplificateurs, leur alimentation, les circuits de commande et d'adressage des commutateurs.

Cet appareil est destiné à la centralisation des informations de faible niveau. Bande passante : 0 à 50 kHz — gain variable entre 10 et 1 000. Précision : ± 0,01 % — Stabilité : ± 0,005 % (6 mois). Mode commun de réjection à 60 Hz = 123 dB.

Enfin le calculateur numérique ou « systems computer », modèle 420, est spécialement étudié pour répondre aux besoins du calcul en temps réel.

Que ce soit dans le domaine de l'acquisition et du traitement de l'information le 420 couplé à un « Data System » (modèle 210), ou en acquisition et traitement des informations de télémesures (le 420 lié aux commutateurs digitaux PAM/PDM/PCM) ou encore dans des systèmes de communications (le 420 couplé avec des BECKMAN'S ERROR CORRECTING TRANSCEIVER), l'utilisation du « System Computer » modèle 420, comme partie numérique permet de réaliser des ensembles hybrides dont les deux éléments sont parfaitement adaptés.

Ces quelques exemples montrent les grandes possibilités de ce système et son excellente adaptation à la large gamme d'application du calcul en temps réel.

BOONTON ELECTRONICS (USA) distribué par SEUROLEC, présente une gamme complète de ponts de capacitance ainsi qu'un Pont de Mesure d'Admittance modèle 33 A, pour les capacités de 0 à 150 pF, à 100 MHz, avec une précision de 1 %.

BOUCHET présente sa gamme de générateurs pour essais diélectriques dont la haute tension de sortie peut atteindre 30 kV en alternatif, et 50 kV en continu pour le type A-239.

Au stand BRION LEROUX nous avons noté :

— les appareils de tableau Semilux R et Totalux T aux dimentions des normes DIN, caractérisées par un faible encombre-

frequencies simultaneously, one over the range from 0 to 25 Mc/s, the other from 0 to 5 Mc/s, in order to determine their ratio.

We noted an analogue-digital convertor Type 4040 specially designed to convert analogue values into digital signals (binary or binary decimal conversion codes), with a very high conversion speed. (45,000 conversions per second, with a decision time of 2 μs).

It has great accuracy (± 1/2 digit) and great possibilities of adaptation to different kinds of information and of treatment of information. It can be added that the linearity is given as ± 0.005 % of full scale, and the stability as ± 0.001 % of full scale per 1,000 h of operation.

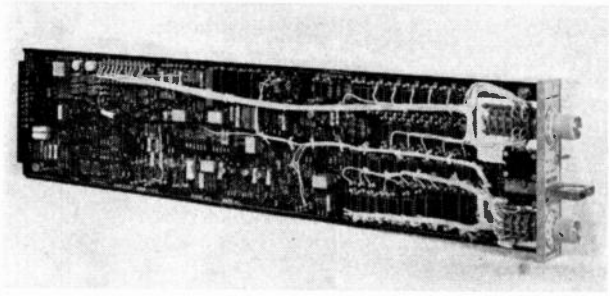


FIG. 20. — Beckman. Amplexer C 44.

The amplexer Model C44, which comprises 10 amplifiers their power supplies, and the switch control and selective circuits, is completely transistorised and is of small dimensions (2 units of a 19 inch rack).

This instrument is intended for the centralisation of low-level information. Band width 0 to 50 kc/s, gain adjustable between 10 and 1,000. Accuracy, ± 0.01 %. Stability ± 0.005 % in 6 months. Common mode rejection at 60 c/s = 123 dB.

Finally, the digital computor, or « systems computor », Model 420, which is specially designed to meet the need for calculations in real time.

Whether in the field of data acquisition and data processing (the Model 420 plus the « DATA SYSTEM », Model 210), or in the field of acquisition and processing of remote measurement information (the Model 420 in conjunction with PAM/PDM/PCM digital switches) or again in the field of communications systems (the Model 420 in conjunction with BECKMANN'S ERROR CORRECTING TRANSCEIVER) the use of the Model 420 « System Computor » as the digital component results in combinations in which the two elements are perfectly adapted to one another.

These few examples show the great possibilities of this system, and how excellently it is adapted to the wide range of application of real time computation.

BOONTON ELECTRONICS (USA), distributed by SEUROLEC, present a complete range of capacitance bridges as well as an Admittance Measuring Bridge, Model 33A, for the measurement of capacitances of 0 to 1.50 pF at 100 Mc/s with an accuracy of 1 %.

BOUCHET presents a range of generators for dielectric testing, in which the high voltage output may be as much as 30 kV a/c, and 50 kV d/c for Type A-239.

On the BRION LEROUX Stand, we noted :

— The Semilux R and Totalux T panel mounting instruments with standard DIN dimensions, characterised by small space

ment, un galvanomètre blindé antichoc et un cadran éclairable par l'arrière ; dans la série Totalux T le galvanomètre étant placé dans un angle, la longueur d'échelle est nettement augmentée par rapport à la disposition classique.

— l'enregistreur type 192 D à pointés à 2, 3 ou 6 courbes dans un encombrement 192 × 192 mm avec une largeur de diagramme de 120 mm, des vitesses de déroulement de 30 à 960 mm/h, une cadence de frappe de 1,5 à 20 s et dont les calibres en direct de 20 μA ou 10 mV peuvent être ramenés à 1 mV avec un amplificateur galvanométrique.

— les convertisseurs ONDUSTAB qui a partir d'une entrée en courant continu délivrent en sortie une tension sinusoïdale 127/220 V, 50 Hz avec des puissances variant de 20 à 1 000 VA.

BRÜEL et KJAER exposent :

— le voltmètre hétérodyne type 2006 d'une sensibilité de 50 μV pleine échelle entre 40 kHz et 260 MHz, avec une précision de 2 % en fréquence et de 0,5 dB entre 40 kHz et 170 MHz et 1 dB entre 170 et 230 MHz en tension. L'autonomie de cet appareil est assurée par accumulateur et chargeur incorporés.

— le générateur type 1024, utilisable dans la bande de fréquence 20 Hz à 20 kHz, permet d'obtenir trois sortes de signaux de sortie : 1) signal sinusoïdal réglable de 20 Hz à 20 kHz, sortie sur 6, 60, 600 ou 6 000 Ω avec une puissance maximale de 2,5 W ; 2) bruit blanc réglable en quatre largeurs : 10, 30, 100 et 300 Hz, sortie sur 6, 60, 600 ou 6 000 Ω avec une puissance maximale de 0,25 W ; 3) bruit blanc à large bande : 20 Hz à 20 kHz avec un spectre plat à ± 1 dB, sortie sur 6, 60, 600 ou 6 000 Ω avec une puissance maximale de 0,25 W. Un système de compression permet de réguler automatiquement le signal de sortie.

CENTRAD, outre le générateur Video 385, le convertisseur UHF 387 et le générateur BF 362 (10 Hz à 100 kHz) présente le Volt-ohmmètre 442. Cet appareil comprend un détecteur incorporé qui permet la mesure de fréquences comprises entre 30 Hz et 10 MHz. Il est conçu de façon à permettre des mesures directes en alternatif jusqu'à 1 000 volts efficaces. De même façon qu'en voltmètre alternatif, les sept calibres de tensions continues s'échelonnent jusqu'à 1 000 V, et la lecture est déjà possible à partir de 10 mV (50 mV en alternatif), tandis qu'en

FIG. 22. — Centrad. Volt-ohmmètre, type 442.
Type 442 Voltohmmeter.

requirements, a shielded anti-shock movement, and a scale which can be illuminated from the rear. In the Totalux T series, the movement is placed in one corner, which gives a scale which is considerably longer than that obtained with the classic arrangement.

— the Type 192 D point type recorder for 2, 3, or 6 tracks in a space of 192 × 192 mm has a chart width of 120 mm, chart speeds of 30 to 960 mm per hour. The marking interval is 1.5 to 20 s, and a galvanometer amplifier normalises the calibrated values of 20 μA or 10 mV to 1 mV.

— the ONDUSTAB convertors produce a sinusoidal output of 127/220 V, 50 c/s, at 20 to 1,000 VA from a d/c input.

BRUEL AND KJAER exhibit :

— The heterodyne voltmeter Type 2006 which has a sensitivity of 50 μV full scale between 40 kc/s and 260 Mc/s, with a frequency accuracy of 2 % and a voltage accuracy of between 40 kc/s and 170 Mc/s, and of 1 dB between 170 and 230 Mc/s. This instrument is independent of the mains, as it incorporates an accumulator complete with charger.

— The Type 1024 tone source, covering the range 20 c/s to 20 kc/s, gives three kinds of output signal :

1) Sinusoidal signal adjustable from 20 c/s to 20 kc/s, 6, 60, 600 or 6,000 Ω output, maximum power 2.5 W.

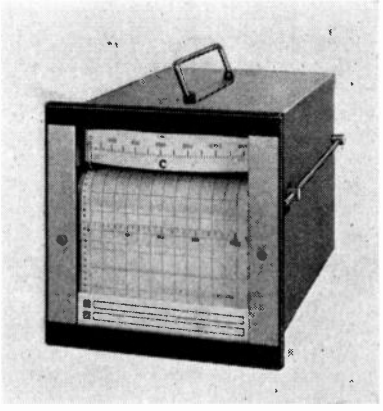


FIG. 21. — Brion-Leroux. Enregistreur type 192.
Type 192 recorder.

2) White noise adjustable in four widths ; 10, 30, 100 and 300 c/s, 6, 60, 600 or 6,000 Ω output, maximum power 0.25 W.

3) Wide band white noise, 20 c/s to 20 kc/s with a spectrum which is flat to within ± 1 dB, 6, 60, 600 or 6,000 Ω output, with a maximum power of 0.25 W. A system of compression allows the output signal to be regulated automatically.

CENTRAD, in addition to the Video generator 385, the UHF 387 convertor, and the BF 362 generator (10 c/s to 100 kc/s), present the N° 442 V/Ω meter. This instrument incorporates a detector with a frequency range of 30 c/s to 10 Mc/s. It is suitable without probes for a/c measurements up to 1,000 V r.m.s. There are seven volt ranges, both for d/c and a/c, going up to 1,000 V and readings start at 10 mV d/c or 50 mV a/c. As an ohmmeter, the six measuring ranges enable resistance readings to be made from 0.25 Ω up to 1,000 MΩ. A probe with an input impedance of 1,700 MΩ extends the d/c voltage range up to 30 kV, whilst a second supplementary probe gives peak readings up to 50 V over the frequency range 5 Mc/s up to 250 Mc/s.

ohmmètre les six gammes de mesure permettent la lecture de résistances comprises entre 0,25 Ω et 1 000 MΩ. L'extension des mesures continues jusqu'à 30 kV est assurée par une sonde supplémentaire (impédance d'entrée de 1 700 MΩ), tandis que la mesure des tensions de crête jusqu'à 50 V pour des fréquences comprises entre 5 MHz et 250 MHz est assurée par une autre sonde supplémentaire.

CHAUVIN-ARNOUX présente de nombreuses nouveautés parmi lesquelles on peut citer :

— Les appareils de mesure « Polycontrole » Type CM de forme et de conception nouvelles, pour le courant continu, (voltmètre, combiné millivolt-volt, combiné milliampères-ampères microampèremètres), pour le courant alternatif type EM de 50 à 400 Hz et de 50 à 20 000 Hz, pour la mesure des résistances et des capacités.

— Le microvoltmètre électronique permettant la mesure des courants et tensions faibles de 2 pA à 1 000 μA et de 2 μV à 1 000 V en continu, de 3 mV à 15 V en alternatif, jusqu'à 800 MHz par l'adjonction d'une sonde à cristal.

— Le mégohmètre électronique T 5000 DS permettant d'opérer sur les circuits capacitifs avec ou sans pôle à la terre, pour mesurer des résistances et isolements de 0,5 à 10^8 MΩ sous plusieurs tensions échelonnées de 50 à 5 000 V continu.

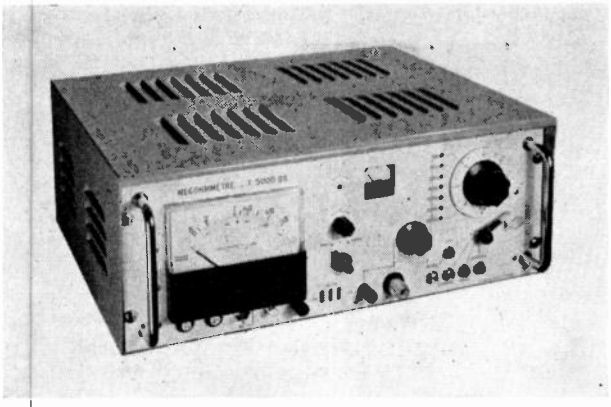


FIG. 24. — Chauvin-Arnoux.
Mégohmmètre électronique type T 5000 DS.
Type T 5000 DS electronic megohmmeter.

Nous avons noté chez CINEMATIC, distribué par IMEX-FRANCE :

— un enregistreur : le CIMAGRAPH 30/40 Gz dont les caractéristiques sont voisines du 30/40 CM, également exposé, mais dont la sensibilité est de 100 μV/cm et la résistance d'entrée supérieure à 100 MΩ.

— des enregistreurs à déroulement de papier « CIMAPOT » en plusieurs versions : Version BZ : résistance d'entrée de 1 MΩ/V en 1 ou 2 voies. Version GZ : résistance d'entrée supérieure à 100 MΩ mais avec une plus grande sensibilité, en 1 ou 2 voies.

Chez COCELAM (RIBET-DESJARDINS).

Dans le domaine des oscilloscopes nous avons remarqué :

— Le type 340 A (ou 340 AR, présentation rack) : entièrement transistorisé (poids 25 kg) et 2 tiroirs enfichables.

— Tiroir 1 voie P 1100 : Bande passante 0 à 100 MHz pour une sensibilité (en continu et alternatif) de 50 mV/cm, avec

CHAUVIN-ARNOUX present numerous new items among which may be mentioned :

— The « Polycontrole » measuring sets, of new shape and new design. For d/c there is the Type CM which is a voltmeter, combined with a millivolt-meter, also a combined milliampere, ampere, and micro ampere-meter. For alternating current there is Type EM, 50 to 400 c/s and 50 to 20,000 c/s, for the measurement of resistance and capacitance.

— The electronic micro-voltmeter, for the measurement of very small currents and voltages from 2 pA to 1,000 μA, and from 2 μV to 1,000 V d/c. For a/c, from 3 mV to 15 V up to 800 Mc/s by the addition of a crystal probe.

The electronic ohmmeter T 5000 DS can be used on capacitance circuits, with or without one leg earthed, for the measurement of resistance and of insulation resistance from 0.5 to 10^8 MΩ at various voltages over the range 50 to 5,000 V d/c.

CINEMATIC distributed by IMEX-FRANCE. We noted :

— a recorder, the CIMAGRAPH 30/40 GZ, whose characteristics approximate to those of the 30/40 CM, which was also exhibited, but whose sensitivity is 100 μV/cm, and whose input resistance is higher than 100 MΩ.

— recorders using paper chart rolls, « CIMAPOT », in various models :

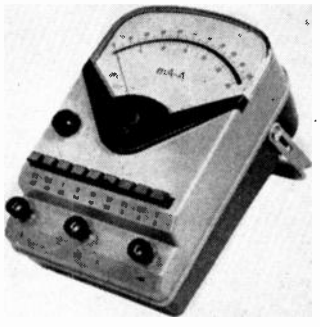


FIG. 23. — Chauvin-Arnoux. Contrôleur « Polycontrol »
Polycontrol measuring set.

— Version Bz : Input resistance 1 MΩ/V, 1 or 2 tracks.

— Version Gz : Input resistance greater than 100 MΩ but with greater sensitivity, 1 or 2 tracks.

COCELAM (RIBET-DESJARDINS).

In the oscilloscope field we noticed :

— The Type 340 A (or 340 AR in rack form) :

Completely transistorised (weight 25 kg) with two plug-in units.

— Single channel unit P 1100 : Frequency band 0 to 100 Mc/s with a sensitivity d/c or a/c of 50 mV/cm. Between 0 and 80 Mc/s the sensitivity can be increased to mV/cm.

— Sweep unit BT 210, comprising two time bases, the main base B_1, and the delayed base B_2. These cover the ranges 5 s/cm to 10 ns/cm, and there is a 0.1 expander. In addition, the unit has a horizontal amplifier with two calibrated sensitivities, 1 V/cm and 0.1 V/cm.

— It should be emphasised that this oscilloscope uses a French tube, CSF N° 8073, and that other plug-in units are in course of preparation.

possibilité d'étendre la sensibilité jusqu'à 5 mV/cm pour une bande de 0 à 80 MHz.

— Tiroir balayage BT 210, qui comporte 2 bases de temps, B_1 base de temps principale et B_2 base de temps retardée. Elles couvrent de 5 s/cm à 10 ns/cm avec l'expanseur de 0,1. De plus ce tiroir comporte un amplificateur horizontal avec deux sensibilités calibrées 1 V/cm et 0,1 V/cm.

Il est à souligner que cet oscilloscope est équipé d'un tube français : CSF n° 8073 et que d'autres tiroirs sont en préparation.

Un multimètre transistorisé type 615 A fonctionnant sur secteur, ou sur piles. Appareil de très grande sensibilité et qui avec l'aide d'une sonde permet des mesures jusqu'à la fréquence de 1 000 MHz. Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Tensions continues : de 12 mV à 3 000 V à pleine déviation, précision ± 3 %. Résistance d'entrée 10 MΩ jusqu'à 12 V, 110 MΩ au-dessus de 12 V, 300 MΩ sur 3 000 V.

Tensions alternatives (en direct) de 12 mV à 1 200 V à pleine échelle. Résistance d'entrée variant de 1 MΩ/V à 3 MΩ/V suivant l'échelle utilisée.

Tensions alternatives (avec sonde). Impédance d'entrée : 200 kΩ, 2 pF, 50 ou 75 Ω. Gamme 12 mV à 1 200 V - précision ± 5 %. Réponse en fréquence : 20 kHz à 500 MHz : ±0,5 dB, 20 kHz à 1 000 MHz : ± 3 dB.

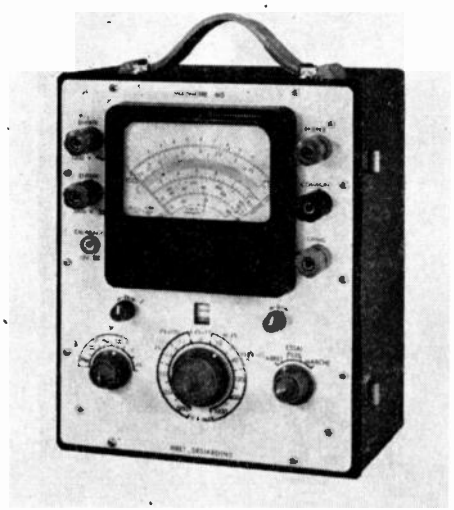


FIG. 26. — Ribet-Desjardins. Multimètre, type 615 A.

Type 615 A multimeter.

Courant continu et alternatif (30 Hz à 2 kHz).

Gammes : 12 μA à 1 200 mA à pleine échelle (± 3 %).

Chute de tension 40 mV à 120 mV suivant échelle utilisée. Résistance de 0,1 Ω à 1 000 MΩ en 3 échelles (± 5 %).

Au stand COTEC, nous avons noté quelques nouveautés :

Un volt-microampèremètre numérique, d'une conception robuste (boîtier en aluminium moulé) entièrement transistorisé. Il est à la fois voltmètre, microampèremètre et milliampèremètre. Son principe est basé sur l'utilisation d'un convertisseur

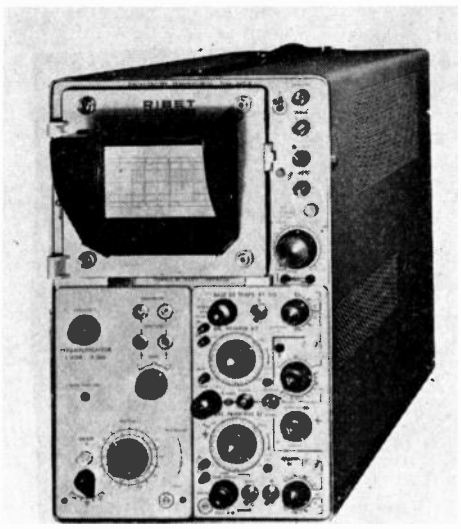


FIG. 25. — Ribet-Desjardins. Oscilloscope, type 340 A.

Finally, a multi purpose transistorised meter, Type 615 A, mains or battery operated. This instrument is very sensitive and when used with a probe, it can measure up to a frequency of 1,000 Mc/s. Its main characteristics are as follows :

D/C Voltages from 12 mV up to 3,000 V for full scale deflection, with an accuracy of ± 3 %.

Input resistance 10 MΩ up to 12 V,
110 MΩ above 12 V,
300 MΩ at 3,000 V.

A/C Voltages (without probe), 12 mV to 1,200 V, full scale deflection.

Input resistance from 1 MΩ/V to 3 MΩ/V according to the range in use.

A/C Voltages (with probe),

Input impedance : 200 kΩ, 2 pF, 50 or 75 Ω.

Range, 12 mV to 1,200 V, accuracy ± 5 %.

Frequency response, ± 0.5 dB between 20 kc/s and 500 Mc/s. ± 3 dB between 20 kc/s and 2,000 Mc/s.

Direct or Alternating Current (30 c/s to 2 kc/s).

Ranges : 12 μA to 1,200 mA full scale deflection (accuracy ± 3 %).

Voltage drop, 40 mV to 120 mV depending on the scale in use.

Resistance from 0.1 Ω to 1,000 MΩ in three ranges (accuracy ± 5 %).

On the COTEC stand we noticed several new items :

First, a digital volt and micro-ammeter, of robust design (cast aluminium case), completely transistorised. It is at the same time a volt meter, micro ammeter, and milliammeter. Its principle is based on the use of a voltage/frequency convertor, with a chronometer reading device.

Direct reading, by means of 4 digital display tubes. Decimal point indication by luminous marker.

Manual selection of ranges and functions by push button switch.

Calibration for A/C and D/C measurement : From 0.1 to 1,000 V, and from 1 μA to 1,000 mA.

(Definition 1/10 mV per point, or 1 nA in the microammeter position).

tension fréquence lu par un dispositif chronométrique. Lecture directe par quatre tubes d'affichage numérique. Indication de la virgule par voyant lumineux. Sélection manuelle de gamme et de fonctions par commutateur à poussoir.

Calibre de mesure en alternatif et en continu : de 0,1 à 1 000 V et de 1 μA à 1 000 mA ; (0,1 mV par point de définition ou 1 nA en position microampèremètre).

Impédance d'entrée en voltmètre : 1 MΩ/V à 100 MΩ/V suivant les gammes.

Chute de tension : 0,1 V.

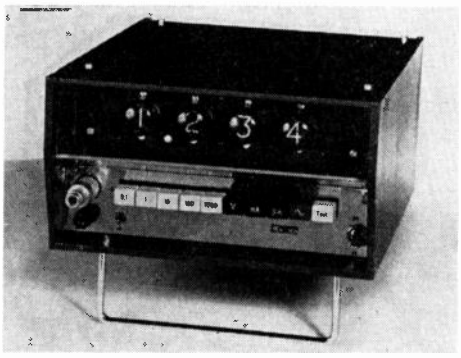


FIG. 27. — Cotec. C 5 Volt-microampèremètre numérique.

Digital volt and micro-ammeter, type C5.

Précision d'étalonnage : ± 0,1 % de la valeur lue ± 1 digit.

Bande passante : 30 Hz à 200 kHz dans moins de 2 %.

Stabilité ; en fonction du secteur ± 0,01 %, en fonction de la température, 0,01 %/°C.

L'alimentation AS 232 F 04, entièrement transistorisée, dont le boîtier en métal moulé sert de radiateur aux transistors de puissance, permettant un rendement élevé à la puissance maximale (100 W).

Caractéristiques : réglable de 0 à 32 V et de 0 à 3,2 A. Ce réglage assure la protection totale de l'appareil en cas de court-circuit extérieur par limitation de l'intensité délivrée.

Principe : un prérégulateur constitué par un circuit de découpage transistorisé à débit contrôlé alimente un ballast dont la tension aux bornes est ramenée à un minimum compatible avec son bon fonctionnement.

Performances : stabilité pour une variation de secteur de ± 10 % : en tension 0,05 %, en intensité 0,5 %.

Stabilité en fonction de la température (0 à 50 °C) : en tension 0,01 %/°C, en intensité 0,02 %/°C.

Résistance interne : 0,002 Ω.

Bruit de fond (crête à crête) : 2 mV.

Réponse transitoire : ΔI de 0 à 3 A, à l'ouverture du circuit de charge ΔV = + 3 V pendant 40 μs à l'établissement ΔV = — 2 V pendant 5 μs.

Parmi les réalisations C.R.C. notre attention a été retenue par l'oscilloscope portatif OCT 361. Cet appareil entièrement transistorisé, ce qui permet la suppression du ventilateur, est doté d'un tube de 75 mm alimenté à 3 800 V. Pour une puissance d'alimentation de 25 VA la sensibilité est de 13 mV/cm avec un temps de montée de 40 ns.

Pour le laboratoire, l'oscilloscope OC 586 avec sa brillance élevée permet l'observation aisée de phénomènes transitoires

Input impedance as a voltmeter : 1 MΩ/V to 100 MΩ/V depending on the range.

Voltage drop : 0.1 V.

Accuracy of calibration : ± 0.1 % of the reading ± 1 count.

Frequency range : 30 c/s to 200 kc/s with an accuracy of better than 2 %.

Stability with mains voltage ± 0.01 % ; with temperature 0.01 % /°C.

Zero stability 25 μV/°C.

Returning to power supply AS 232 F 04 ; this is entirely transistorised, in a cast metal case which serves as a heat sink for the power transistors, enabling high efficiency to be obtained at the maximum output power (100 W).

Characteristics - adjustable from 0 to 32 V, and current adjustable from 0 to 3.2 A. The apparatus is completely protected against external short circuits by the limitation of the output current.

Principle - a pre-regulator comprising a transistorised limiting circuit with a controlled output, feeds a ballast, and the voltage across the terminals of the latter, is kept to the minimum compatible with correct operation.

Performance

Stability for a variation of ± 10 % in mains voltage
Voltage 0.05 %,
Current 0.5 %.
Stability with temperature (0 to 50 °C) :
Voltage 0.01 %/°C,
Current 0.02 %/°C.
Internal Resistance : 0.002 Ω.
Noise (peak to peak) : 2 mV.
Transient response : Δ*I*, 0 to 3 A, on breaking the load circuit Δ*V* = + 3 V for 40 μs on making the load circuit Δ*V* = — 2 V for 5 μs.

Amongst the C.R.C. products, our attention was held by the portable oscilloscope OCT 361. This instrument is fully transistorised, and is equipped with a 75 mm tube with a 3 800 V supply. The drain is 25 VA, and the sensitivity is 13 mV/cm, with a time of rise of 40 ns.

For laboratory use, the OC 586 oscilloscope by nature of its high brilliance allows easy observation of transient phenomena on a 130 mm screen.

It is equipped with a plug-in unit HF 5861, which gives a vertical sensitivity of 50 mV/cm with a rise time of 7 ns.

C.R.C. also supply the following plug-in units :

— CE 5863 2 way switch, with a performance equivalent to that of unit HF 5861.

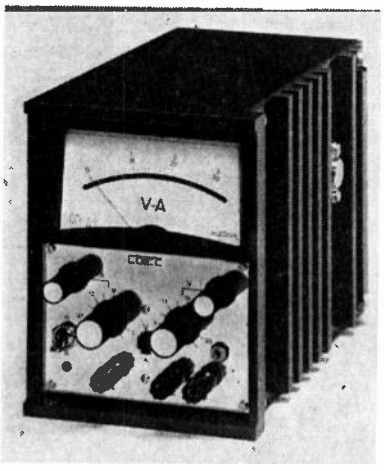


FIG. 28. — Cotec. Alimentation AS 232 F 04.

AS 232 F 04 power supply.

à faible répétition sur un écran de 130 mm. Equipé du tiroir HF 5861 on obtient une sensibilité verticale de 50 mV/cm pour un temps de montée atteignant 7 ns.

C.R.C. livre également les tiroirs suivants : CE 5863 - Commutateur 2 voies performances équivalentes au tiroir HF 5861, BF 5862 - Entrée différentielle, sensibilité 1 mV/cm (35 ns), BF 5872 - Entrée différentielle, sensibilité 100 μV/cm (100 kHz).

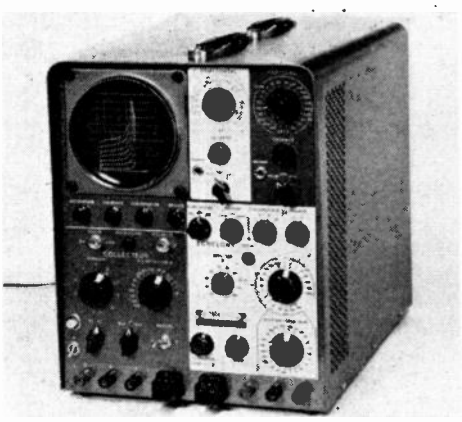


FIG. 29. — C.R.C. Oscilloscope, type OC 586.

Dans la gamme 15 MHz on note le type OCT 465, oscilloscope bi-canon portable avec une gamme de 4 tiroirs *Y* permettant une large bande passante (HF 4661), une haute sensibilité atteignant 100 μV à 25 kHz (HG 4654), un tiroir à accès différentiels (BF 4652) et un tiroir commutateur (CE 4653).

Pour les mesures de bruit le millivoltmètre transistorisé MVT 712 permet la mesure de tensions efficaces de l'ordre de 100 μV.

Chez EBAUCHES (SUISSE) représenté par la SOCIÉTÉ ELECTRONIQUE, nous avons remarqué un chronomètre portatif piloté par quartz (type B-850) de dimensions particulièrement réduites (76×76×126 mm, diamètre du cadran 60 mm, poids 1,15 kg) qui peut trouver de nombreuses applications dans les domaines scientifiques et industriels. Insensible aux vibrations et grâce à sa réserve de marche (une semaine), il peut être utilisé comme horloge transportable. Il est basé sur un oscillateur transistorisé à quartz (barreau de quartz métallisé dans une ampoule de verre) de fréquence 12 kHz ; un diviseur de fréquence délivre du 2 Hz sous forme d'impulsions d'une durée de 20 ms qui alimentent un petit moteur entraînant un dispositif mécanique particulièrement soigné. Sa précision est $< \pm$ 0,05 s/j entre + 4 et + 36 °C et < 0,01 s/j à température constante. Il donne le battement de la demi-seconde et il possède une sortie permettant de piloter un réseau d'horloges secondaires.

Un détecteur de proximité B 679 qui peut se substituer aux microrupteurs conventionnels, avec l'avantage d'une grande vitesse de réponse (1 ms), et qui n'ayant aucun organe mobile à une grande durée de vie, indépendante du nombre de commutations effectuées. Il fournit à sa sortie un signal logique : 0 ou 1. Distance de déclenchement à l'approche 0,5 à 1,2 mm avec reproductibilité de 0,01 mm ; coefficient thermique : 0,007 mm/°C.

Egalement un programmateur universel (B 840) très simple à utiliser, qui permet d'essayer, et de réaliser, la commande électronique de machines-outils, d'automatiser des cycles d'usinage, des séquences d'opérations diverses, etc. Ce coffret universel de commande offre à l'utilisateur de procéder lui-même

— BF 5862 Differential input, sensitivity 1 mV/cm (35 ns).
— BF 5872 Differential input, sensitivity 100 μV/cm (100 kc/s).

The almost total transistorisation allows the fan to be dispensed with.

In the 15 Mc/s range we noted the Type OCT 465. This is a portable double-beam oscilloscope with a set of 4 plug-in *Y* units giving a wide frequency range, (HF 4661) ; high sensitivity, reaching 100 μV at 25 kc/s.

(HG 4654) : a differential input unit (BF 4652) and a switching unit (CE 4653).

For noise measurements, the transistorised millivoltmeter MVT 712 makes it possible to measure voltages in the order of 100 μV, r.m.s.

EBAUCHES SUISSE, represented by the SOCIÉTÉ ELECTRONIQUE.

We noticed a portable chronometer, quartz crystal controlled (Type B-850) of particularly compact dimensions (76×76×126 mm, dial diameter 60 mm, weight 1.15 kg) which may find many applications in the scientific and industrial fields. It is unaffected by vibration and because of its reserve (1 week) it can be used as a portable time piece. It is based on a transistorised quartz crystal oscillator (a bar of quartz, metallised, in a glass envelope), with a frequency of 12 kc/s. A frequency divider delivers 2 c/s in the form of pulses of 20 ms duration. These feed a small motor driving a very refined mechanical movement. The accuracy is better than ± 0.05 s per day between + 4 °C and + 36 °C, and better than 0.01 s per day at constant temperature.

It gives half second pulses and has an output which enables it to control a network of secondary clocks.

A proximity detector B 679 can be substituted for convential micro switches, with the advantage of high speed of response (1 ms) and which has a very long life, independent of the number of operations, since there are no moving parts.

It provides a logic signal, 0 or 1, at its output.

The triggering distance, on approach is 0.5 to 1.2 mm, with a repetition accuracy of 0.01 mm. Temperature coefficient, 0.007 mm/°C.

There is also a universal programmer (B-840), which is very simple to use, and which makes it possible to try out and to use electronic control in conjunction with machine tools, to automatise manufacturing cycles, and various sequences of operations, etc. With this universal control unit, the user himself has the possibility of automatising a machine, adjusting the working times, and modifying the number and order of the movements without its being necessary to have recourse to special development work.

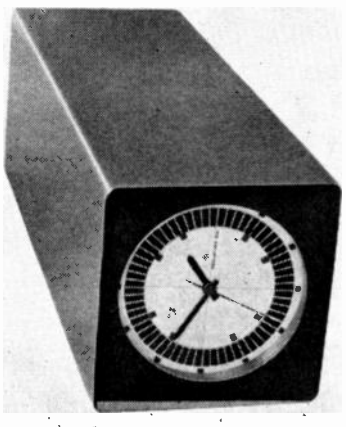


FIG. 30. — Ebauches. Chronomètre portatif type B-850.
Type B 850. Portable chronometer.

à l'automation d'une machine, d'en ajuster les temps de travail, de modifier le nombre ou l'ordre des mouvements sans qu'il soit nécessaire de recourir à un développement particulier.

FAIRCHILD (USA) représenté par les Etablissements RADIOPHON, expose :

Un oscilloscope bi-canon transistorisé type 777 passant du continu à 100 MHz suivant les tiroirs utilisés (les mêmes que ceux de la série 765).

— Un tiroir 4 traces 20 MHz, 20 mV/cm type 7606.

— Un tiroir comparateur différentiel 15 MHz, 5 mV/cm type 7607. Un tiroir 100 MHz bi-courbe, type 7902 A, 10 mV/cm, qui permet grâce à la possibilité de mise en série de 2 amplificateurs d'obtenir une sensibilité de 1 mV/cm, du continu à 50 MHz.

Une base de temps double (balayage retardé) pouvant atteindre la vitesse de 5 ns/cm et afficher simultanément les 2 balayages.

Un oscilloscope bi-canon 100 μV/cm du continu à 500 kHz type 708.

Un générateur de signaux carrés type 791, temps de montée 6 ns, temps de descente 3 ns, récurrence 25 Hz à 10 MHz.

Un générateur à 2 impulsions déphasables l'une par rapport à l'autre, 10 ns de temps de montée, récurrence 50 Hz à 10 MHz.

Un nouveau voltmètre et quotientmètre à affichage numérique type 7100 qui affiche les mesures au moyen de 5 chiffres lumineux. Cet appareil mesure les tensions de 10 μV à 1 000 V à 0,01 % ± 1 chiffre, les résistances de 1 Ω à 15 MΩ à 0,02 % ± 1 chiffre et les rapports de tensions de 0,000 1 : 1, à 1 500 : 1 à 0,01 % ± 1 chiffre.

FERISOL expose de nombreuses nouveautés parmi lesquelles nous avons remarqué :

— les générateurs hyperfréquences vobulés de la série GH 200 dont la caractéristique essentielle est de permettre un balayage linéaire en fréquence. Le balayage étant effectué entre deux valeurs extrêmes de fréquence F_1 et F_2, trois signaux de marquage permettent de repérer trois valeurs de fréquences définies et ajustables. Par simple action sur un bouton poussoir les limites du balayage passent automatiquement des valeurs F_1 et F_2, aux valeurs fixées par les deux marqueurs extrêmes, le troisième marqueur donnant un repère dans la bande explorée. Une excursion de fréquence autour d'une valeur centrale est également possible. La gamme de fréquence de 1 à 12,4 GHz, peut être couverte avec quatre appareils. La puissance de sortie régulée minimum est de 100 mW pour les appareils GH 201 (1 à 2 GHz), et de 10 mW pour les types GH 209 (8,2 à 12,4 GHz). Sans régulation, le niveau de sortie varie de 10 dB sur l'étendue de la plage ; avec régulation interne la variation du niveau de sortie est inférieure à ± 1,5 dB ; avec régulation externe elle est d'environ ± 0,15 dB. Le niveau de la modulation d'amplitude résiduelle est inférieur de plus de 40 dB à celui du signal non modulé. L'appareil peut fonctionner sans modulation, avec modulation de fréquence ou d'amplitude. La précision des fréquences indiquées par les marqueurs est de ± 1 %.

En résumé, les avantages principaux de ces générateurs sont : balayage linéaire en fréquence-calibrage facile du balayage - passage rapide du balayage large au balayage réduit ou au balayage étroit - fonctionnement avec oscilloscope ou enregistreur associé - régulation de niveau incorporée - balayage manuel pour investigations détaillées.

— Le fréquencemètre compteur automatique HA 200 qui effectue les mesures de fréquence de 10 Hz à 20 MHz, en direct, et jusqu'à 12 GHz avec convertisseur et fréquencemètre hétérodyne. Il permet en outre la mesure des périodes, des temps, des rapports de fréquences et le fonctionnement en compteur totalisateur. L'enregistrement et l'impression automatique des

FAIRCHILD (USA) represented by Etablissements RADIOPHON, exhibit :

— A double beam transistorised oscilloscope, Type 777, with a frequency range from d/c up to 100 Mc/s according to the plug-in units used (the same as for series 765).

— A 4-trace unit, 20 Mc/s, 20 mV/cm, Type 7606.

— A differential comparator unit 15 Mc/s, 5 mV/cm, Type 7607.

— A unit, 7902 A, 100 Mc/s, dual trace, 10 mV/cm.

By connecting two amplifiers in tandem it is possible to obtain a sensitivity of 1 mV/cm, from d/c up to 50 Mc/s.

— A double time base (retarded sweep) capable of attaining speeds up to 5 ns/cm, and of displaying the two sweeps simultaneously.

— A double beam oscilloscope, Type 708, 100 μV/cm from d/c up to 500 kc/s.

— A square signal generator, Type 791, rise time 6 ns, decay time 3 ns. Repetition rate 25 c/s to 10 Mc/s.

— A generator providing two impulses whose relative phase can be adjusted, rise time 10 ns, repetition rate 50 c/s to 10 Mc/s.

— A new volt meter and ratio meter, with digital display Type 7100, which displays the results of measurement by means of 5 luminous figures.

This instrument measures voltages of from 10 μV up to 1,000 V with an accuracy of 0.01 % ± 1 count, resistances from 1 Ω up to 15 MΩ with an accuracy of 0.02 % ± 1 count and voltage ratios from 0.0001 : 1 up to 1,500 : 1 to an accuracy of 0.01 % ± 1 count.

FERISOL exhibit many new items amongst which we noted :

— Hyperfrequency wobbulated generators of the GH 200 series, whose essential characteristic is to produce a linear frequency sweep. The sweep is between two extreme frequency values, F_1 and F_2, 3 marker signals allowing three defined and adjustable frequencies to be identified. By the simple action of pressing a button, the sweep limits automatically go beyond the values F_1 and F_2 to the values defined by the extreme markers, whilst the third marker identifies a frequency within the band being explored. A frequency excursion about a central value

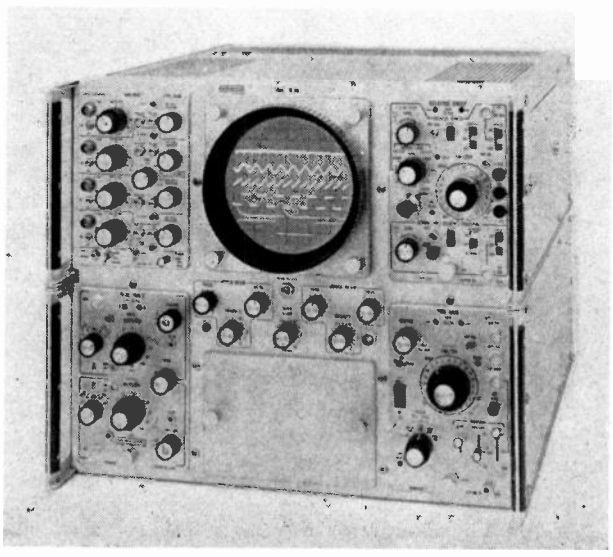


FIG. 31. — Fairchild. Oscilloscope bi-canon transistorisé type 777.
Double beam transistorised oscilloscope, Type 777.

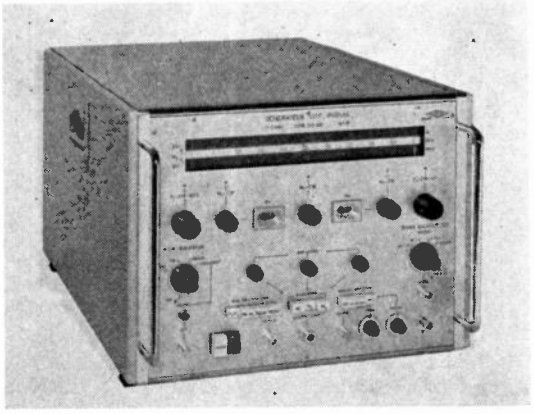


FIG. 32. — Ferisol. Générateur UHF vobulé, type GH 201.
Type GH 201. Hyperfrequency wobbulated generator.

résultats jusqu'à 5 résultats par seconde, sont prévus avec un dispositif auxiliaire. Un dispositif de mémorisation maintenant l'affichage pendant la durée de comptage de la mesure suivante supprime la fatigue visuelle de l'opérateur.

Les résultats sont affichés avec huit chiffres. La stabilité du pilote à quartz, dont dépend la précision de l'appareil est $\geqslant 2.10^{-9}$ par heure. Mesurée sur une semaine elle est $\geqslant 5.10^{-9}$ par jour. Ces valeurs ne sont obtenues qu'après un temps de fonctionnement continu pouvant atteindre un mois. Huit fréquences étalon de 1 Hz à 10 MHz, sont délivrées sur une fiche de sortie du panneau avant de l'appareil. L'impédance d'entrée du voltmètre est de 100 kΩ/V shuntée par 50 pF. La tension d'entrée minimum est de 0,1 V efficace.

— L'amplificateur de mesure à fréquence intermédiaire SCA 101A qui, associé au *T* mélangeur à cristal S 100 et à un oscillateur de la série OS, permet de réaliser un récepteur sensible couvrant la gamme 50 MHz - 11 GHz. Avec l'atténuateur, incorporé au SCA 101 A, il est donc possible d'effectuer toutes les mesures d'atténuation dans cette plage de fréquences. L'appareil a une bande passante de 4,5 MHz à 3 dB centrée sur 30 MHz et sa sensibilité, pour un signal double du bruit, est de 98 dB m. L'atténuateur incorporé est réglable par bonds de 10 dB, et une cellule de 3 dB, jusqu'à 83 dB. La sortie détectée à vidéo fréquence donne une tension maximale de 0,4 V crête à crête, avec une largeur de bande de 4 MHz. Le galvanomètre est gradué de 0 à 10 dB et peut mesurer le courant cristal du mélangeur de 0 à 500 μA.

— L'indicateur de T.O.S. type AG 201, voltmètre sélectif réglable autour de 1 kHz, qui indique en valeur relative la valeur du signal détecté par le cristal associé au chariot de la ligne de mesure, l'onde HF alimentant cette ligne étant modulée à 1 kHz. La sensibilité de l'appareil sur les positions cristal 200 Ω et le bolomètre est de l'ordre de 0,2 μV en bout d'échelle. Le bruit de fond est < 3 % de la déviation totale sur l'échelle la plus sensible. Un circuit spécial permet d'étaler l'échelle en dB pour les mesures précises (2,5 dB sur toute l'échelle). Le gain est réglable de 0 à 70 dB. Cinq échelles de lecture sont prévues : en T.O.S. de 1 à 1,3 - 1 à 4 et 3,2 à 10 ; en dB de 0 à + 2,5 et 0 à 10. La précision de l'atténuateur est de ± 0,2 dB de 10 à 60 dB ; celle de l'échelle linéaire est de ± 5 % de la déviation totale.

FONTAINE présente toute une gamme d'alimentations : basses tensions variables régulées en tension ou en courant — moyennes et hautes tensions variables régulées — très hautes tensions non régulées — basses tensions fixes régulées d'équipement — régulées en courant pour électro-aimants — alimentations pour tubes photomultiplicateurs, pour carcinotrons et pour canons à électrons.

is also possible. The frequency range from 1 to 12.4 Gc/s can be covered with 4 units. The minimum output power (stabilised) is 100 mW for the GH 201 generator (1 to 2 Gc/s) and 10 mW for the GH 209 type (8.2 to 12.4 Gc/s) without stabilisation. The output level varies by 10 dB over the whole range ; with internal regulation the variation of the output level is less than ± 1.5 dB ; with external regulation it is about ± 0.15 dB. The residual amplitude modulation level is more than 40 dB below the non-modulated signal level.

The apparatus will work without modulation, with frequency modulation, or with amplitude modulation. The accuracy of the frequencies indicated by the markers is ± 1 %.

In summary, the main advantages of these generators are :

— linear frequency sweep,
— easy calibration of sweep,
— quick adjustment to wide sweep, reduced sweep or narrow sweep.
— works in conjunction with an associated oscilloscope or recorder,
— level stabilisation incorporated,
— manual sweep for detailed investigations.
— The automatic digital frequency meter HA 200 measures frequencies from 10 c/s to 20 Mc/s without the use of attachments, and up to 12 Gc/s with heterodyne conversion. In addition it will measure period, time, and frequency ratio, and will act as a cumulative counter. The automatic printing and recording of the results at up to five per second are to be carried out by auxiliary equipment. A memory device retains the display whilst the next count is being made, thus avoiding visual fatigue to the operator.

Results are displayed by means of 8 digits. The stability of the quartz crystal pilot, upon which the accuracy of the equipment depends, is equal to or better than $2 \cdot 10^{-9}$ per hour. Measured over a week it is equal to or better than $5 \cdot 10^{-9}$ per day. These values are only reached after a continuous operation period of up to one month. Eight standard frequencies, from 1 c/s to 10 Mc/s are available at an output socket on the front panel of the set. The input impedance of the volt meter is 100 kΩ per volt, shunted by 50 pF. The minimum output voltage is 0.1 V r.m.s.

— The intermediate-frequency measuring-amplifier SCA 101 A, in association with a *T* crystal mixer, S 100, and with an oscillator of the OS series constitutes a sensitive receiver covering the frequency range, 50 Mc/s to 11 Gc/s. With the attenuator which forms part of the SCA 101 A, it is thus possible to carry out all attenuation measurements in this frequency band. The 3 dB pass band of the instrument is 4.5 Mc/s, centred on 30 Mc/s, and the sensitivity is 98 dBm for a signal equal to twice the noise. The built-in attenuator is adjustable by steps of 10 dB, and by a 3 dB pad up to 83 dB. The output, detected at video frequency, gives a voltage of 0.4 V, peak to peak, maximum, with a band width of 4 Mc/s. The galvanometer is graduated from 0 to 10 dB and can measure the mixer crystal current of from 0 to 500 μA.

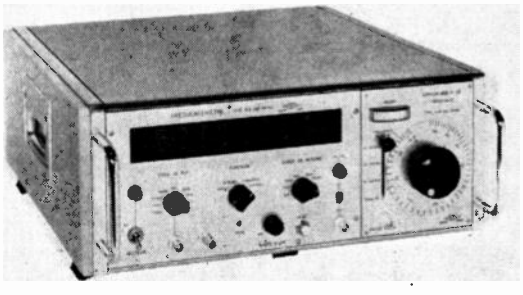


FIG. 33. — Ferisol. Fréquencemètre, type HA 200.
Type HA 200. Frequency meter.

— Les alimentations régulées tension-courant, présentent des caractéristiques rectangulaires, et la sécurité est automatiquement obtenue par limitation du courant, en régulation tension et par limitation de la tension, en régulation courant. Chaque seuil est réglable de 0 au maximum. La stabilité obtenue est de 5.10^{-4} pour des variations de charge de 0 à 100 % cumulées avec des variations secteur de ± 10 %.

— L'alimentation stabilisée pour carcinotron 5 000 V 500 mA donne une tension ligne variable de 2 kV à 5 kV avec une stabilité de $\pm\ 2.10^{-4}$ pour une variation de la charge (I_{max} 500 mA) de 0 à 100 %, le secteur variant de ± 10 %. L'ondulation résiduelle est de 100 mV crête à crête et la tension d'isolement de 10 kV. L'alimentation anode est variable de 0 à 2,5 kV avec une intensité maximale de ± 5 mA et une ondulation résiduelle de 100 mV crête à crête. La tension continue d'alimentation sole est variable de 500 à 2 000 V. La stabilité est de $\pm\ 2.10^{-4}$ et l'intensité maximale de + 20 — 150 mA. La tension continue de Wehnelt est variable de 0 à 400 V, l'ondulation résiduelle est de 50 mV crête à crête et l'intensité maximale est de ± 5 mA. La tension continue d'alimentation filament est variable de 0 à 10 V et stabilisée à ± 1 % pour des variations secteur de ± 10 %. L'intensité maximale est de 20 A.

— Les alimentations régulées en courant pour électro-aimants délivrent des puissances s'étageant entre 1 et 40 kW. Elles sont réalisées pour des tensions de sortie pouvant aller de 6 V à 220 V en plus, avec des stabilités de $\pm\ 1.10^{-3}$; $\pm\ 1.10^{-4}$ ou $\pm\ 1.10^{-5}$ suivant les utilisations prévues. Ces appareils peuvent être équipés de balayage de courant automatique, avec différentes vitesses dans un rapport de 1 à 10, ou manuel.

Parmi les nombreux appareils exposés par les constructeurs représentés par la Société F.R.E.I. nous avons remarqué :

— Au stand WANDEL GOLTERMANN, le mesureur de niveau PSM 5 entièrement transistorisé dont la gamme de mesure s'étend de — 15 à + 2 N entre 10 kHz et 35 MHz, et dont la

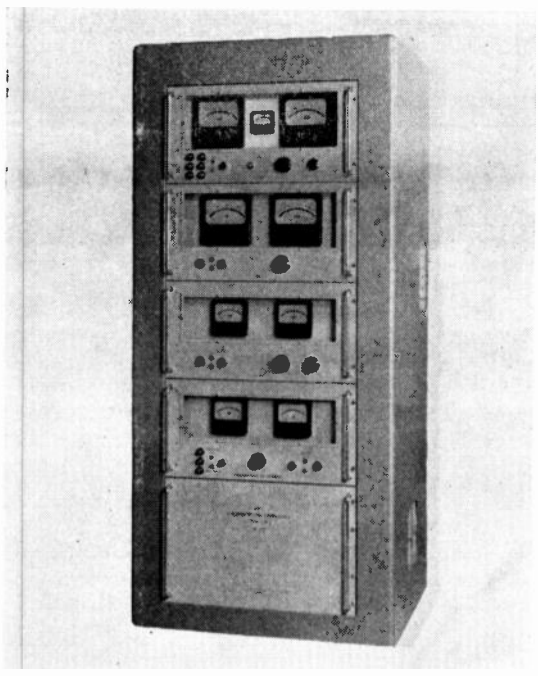


FIG. 34. — Fontaine. Bâti d'alimentations stabilisées pour carcinotrons.

Stabilised power supply for carcinotrons.

— The Standing Wave Ratio indicator Type AG 201 is a selective volt meter which is tunable about 1 kc/s, and which indicates the relative value of the magnitude of the signal detected by the crystal associated with the sliding probe of the measuring line, the HF wave feeding the line being modulated at 1 kc/s. The sensitivity of the apparatus for the 200 Ω crystal positions is in the order of 0.2 μV at the end of the scale. The background noise is less than 3 % of the total deviation on the most sensitive scale. A special circuit allows the scale in dB to be expanded for accurate measurements (2.5 dB full scale). The gain is adjustable from 0 to 70 dB. There are five scales ; in S.W.R. they are 1 to 1.3, 1 to 4, and 3.2 to 10. The dB scales are 0 to 2.5, and 0 to 10 dB. The accuracy of the attenuator is ± 0.2 dB from 10 to 60 dB, and that of the linear scale is ± 5 % of the total deviation.

FONTAINE presents a wide range of power supplies : adjustable low voltages with voltage or current stabilisation — adjustable medium and high voltages, stabilised — very high voltages, unstabilised — fixed low voltages stabilised for various equipments — current stabilised supplies for electro-magnets — supplies for photo multiplier tubes, for carcinotrons and for electron guns.

— Power supplies with voltage or current stabilisation present rectangular characteristics, and protection is obtained automatically by the limitation of the current, in the case of voltage stabilisation, or by the limitation of voltage with current stabilisation. Each threshhold is adjustable from zero to the maximum. The stability obtained is $5 \cdot 10^{-4}$ for load variations from 0 to 100 % together with supply voltage variations of ± 10 %.

— The stabilised power supply for carcinotrons, 5,000 V, 500 mA, gives a line voltage adjustable from 2 kV to 5 kV, with a stability of $\pm\ 2 \cdot 10^{-4}$ for a load variation of 0 to 100 % (I_{max} 500 mA) occurring with a mains voltage variation of ± 10 %. The residual ripple is 100 mV, peak to peak, and the insulation voltage is 10 kV. The anode supply can be varied by 0 to 500 V at 2.5 kV, with a maximum current of ± 5 mA and a residual ripple pF 100 mV, peak to peak. The d/c supply to the collector is adjustable between 500 and 2,000 V. The stability is $\pm\ 2 \cdot 10^{-4}$, and the maximum current is + 20 to — 150 mA. The d/c Wehnelt voltage is adjustable from 0 to 400 V, the residual ripple being 50 mV peak to peak, and the maximum current ± 5 mA. The d/c filament supply voltage is adjustable from 0 to 10 V, and is stabilised to ± 1 % for mains variations of ± 10 %. The maximum current is 20 A.

— Current-stabilised power supplies for electro-magnets deliver powers extending from 1 to 40 kW. They are available for output voltages from 6 V to 220 V or more, with stabilities of $\pm\ 1 \cdot 10^{-3}$, $\pm\ 1 \cdot 10^{-4}$, or $\pm\ 1 \cdot 10^{-3}$, according to the applications envisaged. These instruments may also be provided with automatic means for sweeping the current at different speeds in the ratio of 1 to 10 under manual control.

Amongst the numerous instruments exhibited by the manufacturers represented by F.R.E.I., we noted :

— On the WANDEL GOLTERMANN stand, the level measuring set PSM-5. This is completely transistorised, and its range is from — 15 to + 2 Neper (— 130 to + 17.4 dB) between 10 kc/s and 35 Mc/s. Its frequency accuracy is remarkable, thanks to the quartz crystal which is built in to the equipment, with synchronisation every Mc/s, 100 kc/s or 1 kc/s. This instrument can be readily transformed into a wobbulator outfit by means of oscilloscope SG-1 with its plug-in unit SGE-10.

— On the same stand, the measuring equipment for transit time and for attenuation, Type LD 2. This is designed for the frequency range 200 c/s to 30 kc/s, and the results of the measurements may be read on the receiver instruments or they can be recorded on an XY recorder or an oscilloscope with a long

précision de fréquence est remarquable grâce à un quartz incorporé avec synchronisation tous les MHz - 100 kHz ou kHz. Cet appareil peut facilement se transformer en banc de vobulation en utilisant l'oscilloscope SG 1 et son tiroir SGE 10.

— Au même stand, le banc de mesure du temps de transit et de l'atténuation LD 2 conçu pour la gamme de fréquence 200 Hz - 30 kHz, et dont les mesures peuvent être lues sur les appareils du récepteur ou indiquées sur un enregistreur XY ou sur un oscilloscope à longue rémanence. Cet appareil permet aussi bien les mesures dans la bande vocale d'un canal téléphonique, que les mesures sur courants porteurs.

persistence tube. This apparatus is suitable for measurements in the audio-frequency range of a telephone channel as well as at carrier frequencies.

— On the SPINNER stand, the coaxial switch and two channel switch with manual or automatic control, which can be used up to 8 Gc/s, with a voltage standing wave ratio of less than 1.10, and with a crosstalk attenuation between the high frequency channels greater than 80 dB.

The capacitors are sorted in accordance with impedance, leakage current, and tolerance for each capacitance value (2,400 items per hour).

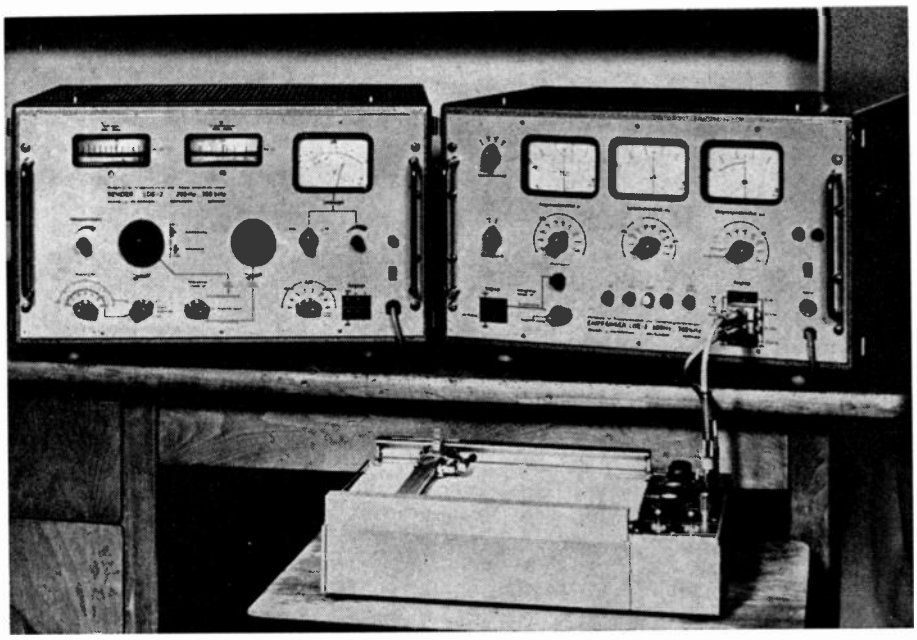


FIG. 35. — Wandel-Goltermann. Banc de mesure du temps de transit et de l'atténuation, type LD 2.
Measuring equipment for transit time and for attenuation, type LD 2.

— Au stand SPINNER, l'inverseur coaxial et commutateur deux voies à commande manuelle ou automatique pouvant être utilisé jusqu'à 8 GHz, d'un T.O.S. inférieur à 1,10 et d'une diaphonie entre voies HF supérieure à 80 dB.

— Au stand HAMEG, le voltmètre numérique HM 105 à trois chiffres qui permet la mesure des tensions continues positives et négatives, ainsi que des tensions alternatives jusqu'à 1 000 V. Cet appareil peut être équipé de bornes de sortie pour imprimante et donne la possibilité d'émettre des signaux de commutation.

GENERAL RADIO (USA) représenté par RADIOPHON, attire la curiosité des visiteurs par plusieurs nouveautés :

— Le Synthétiseur de fréquences cohérentes 1162 A est une source de fréquences de grande stabilité et de grande résolution, fonctionnant sur le principe de la synthèse de fréquences à partir d'un oscillateur à quartz à 5 MHz incorporé. Les deux premiers modèles couvrent respectivement les gammes : 0,1 Hz à 0,1 MHz et 1 Hz à 1 MHz. La tension de sortie indiquée par un voltmètre est réglable de 0 à 2 V sur 50 Ω.

— Le Pont automatique 1680 pour la mesure des capacités de 0,01 pF à 100 μF, pour les fréquences de travail de 400 Hz et 1 000 Hz et jusqu'à 1 000 μF pour la fréquence de 120 Hz. Le pont affiche directement la valeur de la capacité et de son angle de perte en chiffres lumineux ainsi que la virgule et l'unité choisie. La précision nominale des mesures est de ± 0,1 % de la valeur lue, ± 0,01 % de la valeur maximale de la gamme utilisée.

— On the HAMEG stand, the digital voltmeter, HM 105 with three digits, which will measure positive and negative d/c voltages, as well as alternating voltages up to 1,000 V. This instrument may be equipped with output terminals for a printer, and could originate switching signals.

GENERAL RADIO (USA), represented by RADIOPHON, aroused the curiosity of visitors by several new items :

— The Coherent Frequency Synthesiser 1162 A is a frequency source of very high stability and high resolution, which operates on the principle of frequency synthesis based on a quartz crystal oscillator of 5 Mc/s built into the equipment. The first two models cover the ranges 0.1 c/s to 0.1 Mc/s, and 1 c/s to 1 Mc/s respectively. The output voltage can be read from a voltmeter and is adjustable from 0 to 2 V, 50 Ω.

— The N° 1615 A automatic bridge, for the measurement of capacitances from 0.01 pF up to 100 μF, at working frequencies of 400 c/s and 1,000 c/s, and up to 1,000 μF at a frequency of 120 c/s. The bridge displays the capacitance value directly, together with its loss angle, in luminous figures, also showing the decimal point and the unit selected. The nominal accuracy of measurement is ± 0.01 % of the reading, ± 0.01 % of full scale for the range in use.

— A frequency standard, 1115 B, fully transistorised, and having an output voltage of 1 V at 5 Mc/s, 1 Mc/s and 100 kc/s. A sealed nickel-cadmium battery allows 35 h of use for the equipment.

— Un étalon de fréquences 1115 B entièrement transistorisé dont la tension de sortie est de 1 V à 5 MHz, 1 MHz et 100 kHz. Une batterie étanche au cadmium nickel permet le fonctionnement de l'appareil pendant 35 h.

— Un générateur de rafales type 1936 A constituant une porte électronique qui, alternativement, laisse passer et arrête un nombre prédéterminé de périodes pour des signaux de forme quelconque jusqu'à 500 kHz. Cet appareil peut-être utilisé pour le contrôle des transducteurs et microphones, pour les essais de surcharge des amplis à large bande, les essais de filtres, de circuits redresseurs, de circuits digitaux etc...

GUERPILLON nous propose le régulateur photoélectrique R 4 permettant la mesure et la régulation par tout ou rien, de toute grandeur électrique watt, var, hertz, volt, ampère, et de toute grandeur physique transformable en grandeur électrique : température, pression, niveau, vitesse, le dispositif de régulation étant basé sur un détecteur photo-électrique de la position de l'aiguille indicatrice.

Parmi la très importante présentation HEWLETT-PAKARD (USA), comme l'année passée, les nouveautés sont très nombreuses :

— Un nouvel oscilloscope (132 A) : double faisceau, deux amplificateurs verticaux (100 μV à 20 V/cm en 17 gammes). Bande passante 500 kHz à 200 kHz suivant la sensibilité utilisée. Entrée différentielle sur toutes les gammes. Base de temps 1 μs/cm à 5 s/cm (expansion 2,5 - 10 - 20 - 50).

— Un nouveau tiroir (1403 A) différentiel : 0,1 - 400 kHz - 10 μV/cm pour oscilloscope 140 A.

— Trois nouveaux tiroirs destinés à l'oscilloscope 175 A.

— 1750 B : double trace 50 MHz - 50 mV/cm

— 1755 A - double trace 50 MHz - 10 mV/cm ; 20 MHz - 1 mV/cm.

— 1784 A : tiroir enregistreur (DC à 30 MHz). Reproduction avec précision de 3 %. Temps 20 s. Prix de revient environ 20 fois moins onéreux qu'un système photographique classique.

Pour l'oscilloscope 185 B, un nouveau tiroir 187 C qui remplace le 187 B. Amélioration de la sensibilité 1 mV/cm calibré au lieu de 10 mV ; sur 1 et 2 mV/cm position « smoothed » automatiquement ; enfin sondes plus petites.

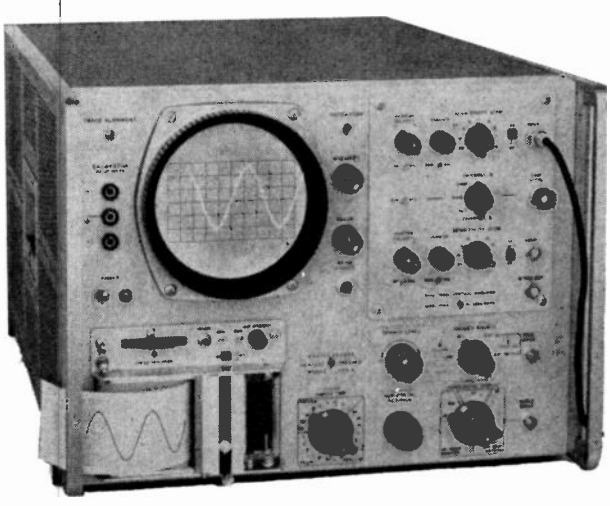


FIG. 37. — Hewlett-Packard. Tiroir enregistreur, type 1784 A monté sur oscilloscope, type 175 A.

Recording unit associated with a 175 A oscilloscope, type 1784 A.

— A burst generator, Type 1396 A, which constitutes an electronic gate, opening and closing, and alternately passing and stopping a predetermined number of cycles of signals of arbitrary form up to 500 kc/s. This equipment can be used for testing transductors and microphones, for overload tests on wide-band and amplifiers, for filter tests, for tests on the rectifier circuits of digital circuits, etc.

FIG. 36. — General-Radio. Pont automatique pour capacités 1680 H.

The N° 1680. Automatic bridge for the measurement of capacitances.

GUERPILLON offers the R 4 photo electric regulator which enables measurements and regulation to be made on the « go - no go » principle. It is applicable to any electrical quantity, watt, var, c/s, volt, amp., etc, and to any physical magnitude which can be converted to an electrical magnitude : temperature, pressure, level, speed, the regulating device being based on the photo electric detection of the position of the instrument pointer.

There are many new items amongst the very extensive exhibit of HEWLETT-PACKARD (USA), as there were last year :

— A new oscilloscope (132 A), Double beam, two vertical amplifiers (100 μV to 20 V/cm in 17 ranges). Band width 500 kc/s to 200 kc/s, according to the sensitivity in use. Differential input on all ranges. Time base 1 μs/cm to 5 s/cm (expansion, 2.5 - 10 - 20 and 50).

A new differential unit (1403 A), 0.1 to 400 kc/s, 10 μV/cm, for oscilloscope 140 A.

— 1750 B, dual trace, 50 Mc/s, 50 mV/cm,

— 1755 A, dual trace, 50 Mc/s, 10 mV/cm,

— 20 Mc/s, 1 mV/cm.

— 1784 A, recording unit (D/C to 30 Mc/s). Reproduction with an accuracy of 3 %, time 20 s. Cost about one twentieth of that for a classic photographic system.

For the oscilloscope 185 B, a new unit 187 C replaces the 187 B. There is an increase in sensitivity, 1 mV/cm, calibrated, in place of 10 mV/cm, with automatic smoothing in the 1 and 2 mV/cm positions. Also smaller probes.

— Spectrum analyser 8551 A/851 A.

— Frequency range, 10 Mc/s to 42 Gc/s.

— The width of the spectrum is standardised and adjustable from 100 kc/s to Gc/s.

— Image separation, 4 Gc/s.

— Dynamic Range, 60 dB.

— Maximum resolution, better than 3 kc/s.

Un Analyseur de spectre 8551 A/851 A.

— Gamme de fréquence : 10 MHz à 42 GHz.
— Largeur de spectre étalonnée et réglable de 100 kHz à 2 GHz.
— Séparation image : 4 GHz.
— Gamme dynamique : 60 dB.
— Résolution maximale : < 3 kHz.
— Oscillateur local stabilisé en phase pour une faible excursion de fréquence. Précision de fréquence : 1 %.
— Contrôle automatique ou manuel des bandes passantes.
— Bandes MF variables de 1, 3, 10, 100 kHz et 1 MHz.

— Un synthétiseur de fréquence, modèle 5102 A :

0,01 à 100 kHz par bonds de 0,01 Hz,
0,1 à 1 MHz par bonds de 0,1 Hz.

et modèle 5103 A :

1 Hz à 10 MHz par bonds de 1 Hz,
0,1 Hz à 1 MHz par bonds de 0,1 Hz.

Stabilité : $\pm\ 3 \cdot 10^{-9}$ par jour.

Niveau de sortie : variable de 300 mV à 1 V sur 50 Ω.

— Deux nouveaux générateurs d'impulsions.

Le type 216 A dont l'amplitude et la largeur sont continuellement variables et la fréquence de répétition est elle-même variable jusqu'à 100 MHz. Impulsion + ou — par rapport à la masse ; temps de montée : 2,5 ns (1,5 ns pour les faibles tensions de sortie).

Tension de sortie 10 V maximum sur 50 Ω (non réactive).

Le type 8000 A dont : la fréquence de répétition est de 100 kHz ± 20 % ; avec polarité : ± ; le temps de montée < 1 ns, ± 20 %, avec polarité : ±, temps de montée < 1 ns, temps de descente < 20 ns, amplitude : 0,1 V à 10 V eff. sur 50 Ω.

Un générateur TBF à variation de phase (203 A) délivrant une onde sinusoïdale ou carrée : fréquence de 5.10^{-3} à 60 kHz ; distorsion < 6.10^{-4} ; phase variable de 0 à 360 °.

— Un générateur de fonction (signaux sinusoïdaux, carrés ou triangulaires) type 3300 A ; fréquence de 0,01 Hz à 100 kHz. Des tiroirs amovibles actuellement en préparation permettront ultérieurement d'étendre les possibilités de cet appareil.

Des Analyseurs de distorsions (331 A et 332 A) transistorisés. Les caractéristiques principales du 331 A sont :

Mesure de distorsion harmonique pour les fréquences allant de 5 Hz à 600 kHz en 7 gammes s'échelonnant de 0,1 % à 100 % (pleine échelle) - distorsion propre de l'appareil < $3 \cdot 10^{-4}$ de 5 Hz à 200 kHz et $6 \cdot 10^{-4}$ de 200 kHz à 600 kHz. Réjection de la fondamentale > 80 dB (laisse passer les harmoniques jusqu'à 3 MHz).

Mesure des bruits < 50 μV.

Impédance d'entrée 1 MΩ shuntée par 60 pF (entrée flottante).

Sensibilité : 0,3 V eff. pleine déviation sur la position 100 %
300 μV eff. pleine déviation sur la position 0,1 %

Impédance de sortie : 2 kΩ (sortie flottante).

Tension de sortie : 100 mV eff. (pleine déviation).

Peut également être employé comme voltmètre à haute impédance (gamme de fréquence 5 Hz à 3 MHz) : sensibilité 300 μV à 300 V eff. pleine échelle.

Le modèle 332 A, est identique au 331 A, avec en plus la possibilité de détecter la modulation d'une onde modulée en amplitude - gamme de fréquence 500 kHz à 65 MHz.

— Local oscillator phase-stabilised for small frequency excursions. Frequency accuracy 1 %.
— Automatic or manual control of pass bands.
— IF bands variable : 1, 3, 10, 100 kc/s, and 1 Mc/s.
— Frequency synthesiser (5102 A).
0.01 to 100 kc/s in steps of 0.01 c/s.
0.1 to 1 Mc/s in steps of 0.1 c/s.

Model 5103 A.

1 c/s to 10 Mc/s in steps of 1 c/s.
0.1 c/s to 1 Mc/s in steps of 0.1 c/s.
Stability : $\pm\ 3 \cdot 10^{-9}$ per day.
Output level, adjustable from 300 mV to 1 V (50 Ω).
— Two new pulse generators.

Type 216 A in which :

The height and width are continuously adjustable, and the pulse repetition rate itself is adjustable up to 100 Mc/s.

Pulses, + or — with respect to earth rise time, 2.5 ns (1.5 ns for low output voltages).

Output voltage, 10 V maximum (to 50 Ω non reactive).

— Type 8000 A, in which :
— The repetition frequency is 100 kc/s ± 20 %.
— Polarity, + or —.
— The time of rise less than 1 ns.
— The decay time is less than 20 ns.
The amplitude is 0.1 V to 10 V r.m.s. (to 50 Ω).

A very low frequency generator, with variable phase, (203 A) with sine wave or square wave output :

— Frequency, $5 \cdot 10^{-3}$ to 60 kc/s.
— Distorsion, better than $6 \cdot 10^{-4}$.
— Phase, adjustable from 0 to 360 °.

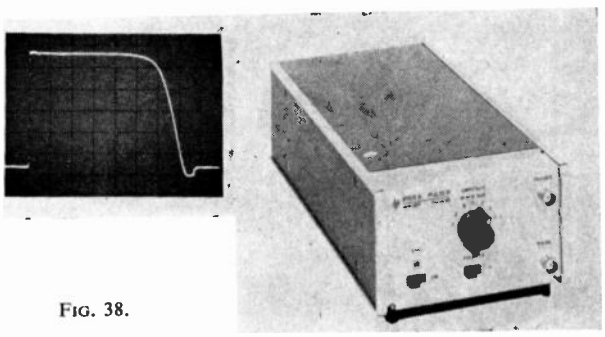


FIG. 38.

— Hewlett-Packard. Générateur d'impulsions 8000 A.
8000 A impulse generator.

— A function generator (sine waves, square, or triangular) Type 3300 A ; frequency, 0.01 c/s to 100 kc/s. Plug-in units are at present in course of preparation, and will eventually allow the possibilities of this equipment to be extended.

— Another transistorised oscillator (651 A), with variable frequency from 10 c/s to 10 Mc/s. Distortion less than 1 % from 10 c/s to 5 Mc/s.

— Output power : 200 mW (3.16 V/50 Ω) or 16 mW (3.16 V/600 Ω).

— Noise : better than $5 \cdot 10^{-4}$ V.

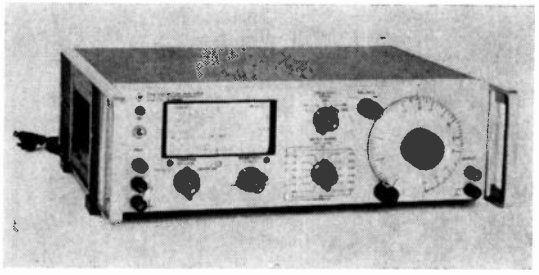


FIG. 39. — Hewlett-Packard. Analyseur de distorsions, type 331 A.
Distortion measuring set, type 331 A.

Dans le domaine des voltmètres, plusieurs nouveautés sont à signaler :

— Voltmètre de zéro à haute résolution (419 A). Entièrement transistorisé - fonctionnement avec batterie incorporée ou sur secteur 0,1 μV de résolution et 18 gammes de 3 μV à 100 V (D.C.). En voltmètre de zéro, l'impédance d'entrée est pratiquement infinie.

— Le voltmètre différentiel AC-DC, étalon de tension continue et voltmètre électronique : 741 A.

En voltmètre différentiel AC et DC : 1 mV à 1 000 V pleine échelle.

Précision en AC : 10^{-3} de la lecture ± 10^{-4} de la pleine échelle ; en DC ± $3 \cdot 10^{-4}$ de la lecture de 0 à 1 000 V ± 10 μV.

Impédance d'entrée > 10^{9} Ω en DC ; 1 MΩ shunté par 5 pF en AC.

— Le modèle 740 A, version de plus grande précision (affichage numérique) que le 741 A est également étalon de tension continue, voltmètre différentiel et voltmètre électronique, pour la mesure des tensions continues seulement.

Voltmètre différentiel : 1 μV à 1000 V (DC). 6 digits de résolution. — Précision : ± 10^{-4} de la lecture ou ± 10^{-5} de la pleine échelle ± 1 μV — Réjection du 50 Hz > 120 dB.

Voltmètre électronique : 1 μV à 1 000 V (DC) pleine échelle Impédance comprise entre 10^{-7} et 10^{-6} suivant la gamme utilisée.

Etalon de tension : 0 à 1 000 V - Puissance 25 W, stabilité $2 \cdot 10^{-5}$/j - $3 \cdot 10^{-5}$/mois - régulation 10^{-6}.

— Amplificateur : DC à 0,1 Hz - gain 60 dB pour 1 mV entrée - précision : ± 10^{-4} - Puissance 25 W (50 mA nominal).

Également deux voltmètres numériques :

— Le 3460 A, de grande précision : ± 0,005 % de la lecture ± 2 digits — 5 digits (10 μV de résolution) — grande vitesse : 3 lecture par seconde à 1 lecture par 5 s — déclenchement externe (télécommande à distance) 15 lectures/seconde sur 10, 100 et 1 000 V — impédance d'entrée constante 10 MΩ ± 0,03 %, entrée à circuit de garde (élimination du bruit, ronflement...) — 20 % de surcharge — 4 gammes : 1 mV à 1 000 V — sélecteur automatique de polarité.

Le 2401 C (DYMEC) voltmètre numérique intégrateur (tension continue) dérivé du 2401 B, est entièrement transistorisé : appareil de grande précision : ± 0,01 % de la lecture ou ± 0,005 % de la pleine échelle ± 1 digit, pour toutes les gammes.

— 6 digits (résolution 1 μV) — admet 300 % de surcharge — sélection automatique et rapide des gammes — de code réversible — peut être également utilisé jusqu'à 300 kHz (1 MHz sur option).

Distortion Measuring Sets (331 A and 332 A), transistorised The main characteristics of the 331 A are :

— Harmonic distortion measurement for frequencies from 5 c/s up to 600 kc/s in 7 ranges extending from 0.1 % to 100 % (full scale). Inherent distortion in the equipment itself, less than $3 \cdot 10^{-4}$ from 5 c/s to 200 kc/s, and less than $6 \cdot 10^{-4}$ from 200 kc/s to 600 kc/s.

— Fundamental rejection, greater than 80 dB (allows harmonics to pass up to 3 Mc/s).

— Noise measurement, less than 50 μV.

— Input impedance, 1 MΩ shunted by 60 pF (floating input).

— Sensitivity : 0.3 V r.m.s. for full deflection in the 100 % position,
300 V r.m.s. for full deflection in the 0.1 % position.

— Output impedance, 2 kΩ (output floating).

— Output voltage, 100 mV, r.m.s. (full scale deflection).

— The instrument can also be used as a high impedance voltmeter (frequency range 5 c/s to 3 Mc/s), sensitivity 300 μV, r.m.s. for full scale deflection.

The Model 332 A is identical with the 331 A, but in addition it gives the facility of detecting the modulation with an amplitude modulated wave. Frequency range 500 kc/s to 65 Mc/s.

In the voltmeter field, there are several novelties to be pointed out :

— D/C high resolution voltmeter (419 A). Completely transistorised, mains or internal battery operation, resolution 0.1 μV and 18 ranges from 3 μV tp 100 V (d/c). As a d/c voltmeter, the input impedance is practically infinite.

— The a/c - d/c differential voltmeter, 741 A. This is also a standard of d/c voltage and an electronic voltmeter.

— As a differential voltmeter, for a/c and d/c : 1 mV to 1,000 V full scale deflection.

— Accuracy on a/c. 10^{-3} of the reading ± 10^{-4} of full scale on d/c ± $3 \cdot 10^{-4}$ of the reading from 0 to 1,000 V, ± 10 μV.

— Input impedance, greater than 10^{9} Ω on d/c - 1 MΩ shunted by 5 pF on a/c.

The Model 740 A is a higher accuracy version than the 741 A, and has a digital display.

It also is a continuous range voltage standard covering the range 1 mμV to 1,000 V, for d/c only.

Differential voltmeter, of 6 digits resolution.

— Accuracy, ± 10^{-4} of the reading or
± 10^{-5} of full scale, ± 1 μV.

— 50 c/s rejection, greater than 120 dB.

Electronic Voltmeter, 1 μV to 1,000 V d/c, full scale.

Impedance from 10^{-9} to 10^{-7} depending on the scale in use.

Voltage standard, 0 to 1,000 V, power 25 W.

Stability $2 \cdot 10^{-5}$ per day
$3 \cdot 10^{-5}$ per month.

regulation 10^{-5}.

Amplifier. d/c to 0.1 c/s. Gain 60 dB for 1 mV input, accuracy, ± 10^{-4} ; power 25 W (50 mA nominal). Also, 2 digital voltmeters,

— The 3460 A, of high accuracy, ± 0.005 % of the reading, ± 2 counts.

— 5 digits (10 μV resolution).

— high speed, 3 readings per second to 1 reading in 5 s,

— Un amplificateur de grande diffusion : 465 A - transistorisé gain 20 ou 40 dB. Bande 5 Hz à 1 MHz - Impédance d'entrée 10 MΩ. Impédance de sortie : 50 Ω. Puissance de sortie 0,5 W. Bruit : < 25 μV efficace.

Un nouvel enregistreur XY 7030 AM (MOSELEY) version améliorée du 135 AM (sensibilité 50 μV/cm au lieu de 100) fixation électrostatique du papier.

Les modèles 7102 A et 7103 A (MOSELEY), enregistreurs sur papier (1 ou 2 canaux d'enregistrement ; 1 vitesse au choix entre 1 pouce à l'heure à 4 pouces à la minute - sensibilité au choix entre 1 mV à 1 V pleine échelle).

Un thermomètre à quartz DY 2800 A (DYMEC) :

— Lecture directe en °C ou °F par affichage numérique (4 digits).
— Résolution 0,1 °C ou °F.
— Gamme de mesure : −40 à +230 °C.

Pour le modèle DY 2801 A - 6 digits - résolution maximale 0,0001 °C. Deux sondes, permettant des mesures différentielles. Signalons enfin chez SANBORN, que présente HEWLETT-PACKARD, un enregistreur magnétique (3917 A, 3924 A) de performances intéressantes par rapport à son prix de revient.

Chez HOUSTON INSTRUMENT CORPORATION (USA) représenté par TRANCHANT, nous avons remarqué un voltmètre logarithmique convertisseur HLVC-150 donnant directement le rapport de tension en dB. Il permet de mesurer un rapport de tension de 3 160 ou de 70 dB, à pleine échelle avec une précision de 2 % ou de 0,2 dB.

Tension d'entrée : 1 mV à 3,16 V ou 100 mV à 316 V suivant la gamme, tension de sortie flottante : 1 mV/dB ou 0,1 mV/dB suivant la gamme choisie. Il permet de faire des mesures aussi bien en tension continue qu'en tension alternative (10 Hz à 50 kHz). L'échelle logarithmique de ± 75 dB est mobile, permettant de choisir les extrémités de l'échelle de 70 dB affichée, et ainsi de prendre comme zéro de référence, la valeur qui convient pour la mesure.

Impédance d'entrée : 11,1 MΩ shuntée par 50 pF.

Impédance de sortie : 1 kΩ.

Constante de temps : 60 dB/s ou 1,2 s pour la pleine déviation.

Au stand KATJI, l'oscilloscope transistorisé type 307 est présenté en rack normalisé. Il est équipé d'un tube de 125 mm alimenté à 10 kV et dispose de tiroirs interchangeables X et Y avec une gamme de 3 tiroirs : 3104 V, 3105 V et 3106 V. La sensibilité atteint 20 μV/cm et la bande passante 20 MHz. Les vitesses de balayage s'échelonnent de 5 s/cm à 100 ns/cm. Un amplificateur horizontal 0 à 500 kHz complète la gamme des 6 tiroirs disponibles.

Le préamplificateur type 403 (de gain 10 à 15 MHz) à alimentation autonome par piles peut élargir, sans complications, les possibilités d'une position de mesure.

Les alimentations stabilisées type 216, 217, 218, en dehors de la présentation modulaire, présentent la particularité d'afficher la tension de sortie avec une précision de ± 0,5 % grâce à un potentiomètre 10 tours.

KEITHLEY INSTRUMENTS INC (USA) représenté par RADIOPHON présente :

— Le voltmètre potentiométrique différentiel à affichage numérique. L'appareil très stable permet des lectures avec une précision de 10^{-4} au moins, jusqu'à 500 V directement. Un diviseur extérieur est prévu étendant la limite supérieure à 5 000 V.

— L'électromètre universel modèle 610 A vient d'être remplacé par le modèle 610 B dont la sensibilité est de 1 mV à pleine échelle. 11 gammes de mesure permettent d'aller jusqu'à 100 V.

— external triggering (remote control), 15 readings per second at 10, 100, and 1,000 V.

— Input impedance constant at 10 MΩ ± 0.03 %.

— Input provided with guard circuit (for elimination of noise, hum, etc).

— Overload capacity, 20 %.

— Four ranges, 1 mV to 1,000 V.

— Automatic polarity selector.

The 2401 C (DYMEC) digital integrating voltmeter (d/c), derived from the 2401-B is completely transistorised. It is a high precision instrument :

— ± 0.01 % of the reading, ± 0.005 % of full scale, ± 1 count, for all ranges.

— 6 digits (1 μV resolution).

— Allows an overload of 300 %.

— Rapid and automatic range selection.

— Reversible code.

— May also be used up to 300 kc/s, (1 Mc/s by special order).

— A distribution amplifier, 465 A. Transistorised, gain 20 or 40 dB. Band width 5 c/s to 1 Mc/s. Input impedance 10 MΩ. Output impedance 50 Ω. Output power 0.5 W. Noise less than 25 mV r.m.s.

A new recorder (XY), 7030 AM (MOSELEY), an improved version of the 135 AM (sensitivity 50 μV/cm, instead of 100).

Electrostatic fixation of paper.

The Model 7102 A and 7103 A (MOSELEY) paper recorder (1 or 2 recording channels. Speed, as required from 1 inch per hour to 4 inches per minute. Sensitivity as required from 1 mV to 1 V full scale).

A quartz crystal thermometer DY 2800 A (DYMEC) :

— Direct reading in °C or °F, with digital display (4 digits).

— Resolution 0.1 °C or °F.

— Range of measurement, — 40 to + 230 °C.

Model DY 2801 A, has 6 digits, maximum resolution 0.0001 °C. Two probes, enabling differential measurements to be made.

Finally let us mention that SANBORN, presented by HEWLETT-PACKARD, have a magnetic recorder (3917 A, 3924 A) with a very good performance in relation to its price.

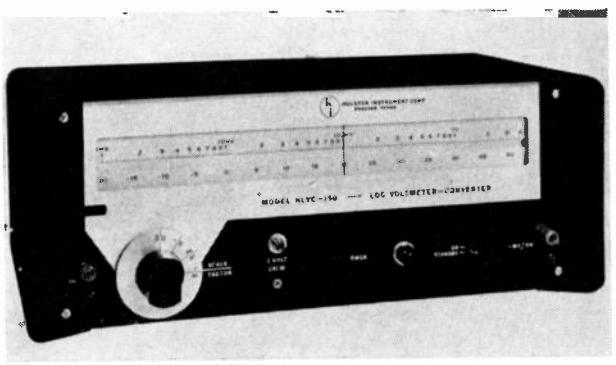


FIG. 40. — Houston. Voltmètre logarithmique convertisseur, type ALVC-150.

Logarithmic voltmeter convertor type ALVC150

HOUSTON INSTRUMENT CORPORATION (USA) represented by TRANCHANT.

We noticed a logarithmic voltmeter convertor ALVC-150, which gives directly the voltage ratio in dB. It allows the

Il peut être utilisé comme ohmmètre (de 100 Ω à 10^{14} Ω) précision 3 % et comme picoampèremètre de 10^{-14} A à 0,3 A en 28 gammes avec une précision de 2 % jusqu'à 10^{-11} A.

— Le milliohmmètre type 503 dont la précision de lecture est de 1 % possède une première sensibilité de 0,001 Ω pleine échelle jusqu'à 1 000 Ω en 12 gammes.

Chez L.E.A. on peut noter :

— le fréquencemètre-périodemètre 300 kHz SA520, entièrement transistorisé, permettant la mesure de fréquences comprises entre 2 Hz et 300 kHz avec une précision de 2×10^{-5}, une sensibilité de 70 mV, à affichage numérique, et alimenté, soit par secteur, soit par piles extérieures.

— le SA535 permet la mesure de fréquences jusqu'à 1 200 kHz avec une précision de 1×10^{-6} (quartz thermostaté à 1 MHz). Il est à affichage numérique et possède une sortie pour machine imprimante.

— le microvoltmètre type EVT1 quadratique entièrement transistorisé, permet des mesures de tensions de 10 μV à 100 V pour des fréquences de 20 Hz à 100 kHz avec la sonde BF ($R = 1$ MΩ et $C = 3{,}6$ pF), et de 20 Hz à 3 MHz avec la sonde HF ($R = 30$ kΩ, $C = 2{,}7$ pF). Il est également utilisable en préamplificateur.

Chez LEMOUZY on peut signaler, entre autres, le nouveau transistormètre permettant de relever les paramètres de tous les transistors. Particularités : une très haute résistance d'entrée de l'ordre de 10^{14} Ω en fonction V permet des mesures aux bornes de circuits de résistance interne voisine de 10^{13} Ω. Une résistance d'entrée nulle en fonction I (jusqu'à 1 mA) ne perturbe pas le circuit et sa haute sensibilité permet des mesures jusqu'à 10^{-11} ampère. Pour les courants de valeur comprise entre 1 mA et 1 A, la faible résistance d'entrée du système comprise entre 15 Ω pour 10 mA, et 0,15 Ω pour 1 A, limite au maximum la consommation.

L.T.I. présente cette année :

— une alimentation stabilisée type A L15, 150 V, 2 A pouvant fonctionner à tension constante (0,5 à 150 V variation ⩽ 0,1 V) avec limitation de débit (réglable de 0,05 à 2,1 A) ou à courant constant (variation ⩽ 3 mA), avec limitation de tension de sortie (réglable de 0,5 à 150 V). Stabilité en fonction du réseau : 0,01 % pour 10 % de variation secteur.

— une alimentation stabilisée (type A L16) à diodes commandées : 0,5 à 33 V, 10 A. Débit maximal préréglable entre 0,5 et 12 A. Régulation 0,05 % pour une variation de 10 % de

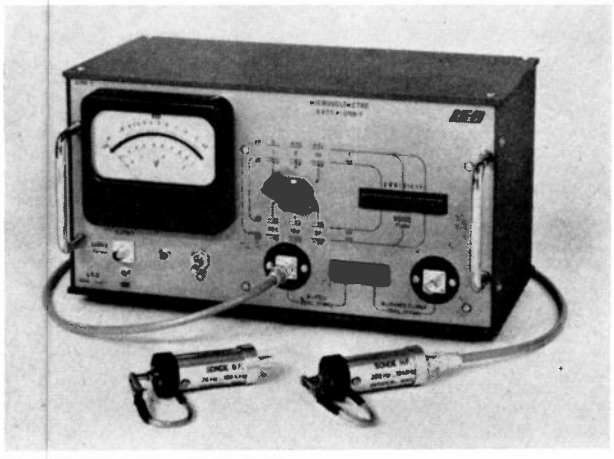


FIG. 41. — LEA. Microvoltmètre, type EVT 1.
Microvoltmeter type EVT 1.

measurement of a voltage ratio of 3160 : or 70 dB, full scale reading with an accuracy of 2 % or 0.2 dB.

— Input voltage, 1 mV to 3.16 V, or 100 mV to 316 V according to the range selected. Output voltage, floating, 1 mV/dB or 0.1 mV/dB according to range selected. It will measure both d/c and a/c voltages (10 c/s to 50 kc/s). The log scale of ± 75 dB is mobile, allowing the extremities of the 70 dB scale to be chosen so that the reference zero can be taken at a point which is convenient for the measurement in hand.

Input impedance 11.1 MΩ shunted by 50 pF.

Output impedance 1 kΩ.

Time constant 60 dB/s, or 1.2 s for full deviation.

On the KATJI stand, the transistorised oscilloscope Type 307 is shown on a standard rack. It is fitted with a 125 mm tube with a 10 kV supply, and there are interchangeable X and Y units, with a set of 3 units 3104 V, 3105 V, and 3106 V. The sensitivity reaches 20 μV/cm, and the pass band is 20 Mc/s. Sweep speeds range from 5 s/cm to 100 ns/cm.

A horizontal amplifier, 0 to 500 kc/s completes the range of 6 plug-in units available.

The pre-amplifier, Type 403 (giving a gain of 10 at 15 Mc/s), has its own battery operated power supply, and can be used to extend the facilities of a measuring position without introducing complications.

The stabilised power supplies Type 216, 217, 218, in addition to being of modular construction, have the special feature of allowing the output voltage to be set with an accuracy of ± 0.5 %, thanks to the use of a 10 turn potentiometer.

KEITHLEY INSTRUMENTS INC. (USA) represented by RADIOPHON present :

— A differential potentiometer voltmeter with digital display. This highly stable instrument enables readings to be made with an accuracy of at least 10^{-4}, and without accessories up to 500 V. An external divider extending the upper limit to 5,000 V is provided.

— The universal Model 610 A electrometer has just been replaced by the Model 610 B, whose sensitivity is 1 mV full scale. Eleven measuring ranges allow measurements up to 100 V. It may be used as an ohm meter (from 100 Ω to 10^{-14} Ω) with an accuracy of 3 %, and as a pico ammeter from 10^{-14} A to 0.3 A in 28 ranges, with an accuracy of 2 % down as far as 10^{-11} A.

— The milli ohm meter, Type 503, having an accuracy of reading of 1 %, has an initial sensitivity of 0.001 Ω full scale, up to 1,000 Ω, in 12 ranges.

L.E.A. presented :

— The frequency and period meter, SA 520, 300 kc/s. It is fully transistorised, and enables frequencies lying between 2 c/s and 300 kc/s to be measured with an accuracy of $2 \cdot 10^{-5}$. The sensitivity is 70 mV, and the display is digital. The instrument works from the mains or from an external battery.

— The SA 535 enables frequencies up to 1,200 kc/s to be measured with an accuracy of $1 \cdot 10^{-7}$ (thermostatically controlled quartz crystal at 1 Mc/s). It has a digital display and an output for operating a printer.

— The square law micro volt meter Type EVT 1 is fully transistorised, and will measure voltages from 10 μV to 100 V at frequencies from 20 c/s to 100 kc/s using the LF probe ($R = 1$ MΩ, $C = 3.6$ pF), and from 20 c/s up to 3 Mc/s with the HF probe ($R = 30$ kΩ, $C = 2.7$ pF).

It can also be used as a pre amplifier.

LEMOUZY were showing, amongst other new items, the new transistor tester, which allows the parameters of all types of transistors to be measured. Special features are :

— a very high input resistance in the order of 10^{14} Ω, in the voltage condition which allows measurements to be made across circuits having an internal resistance in the region of 10^{12} Ω.

la tension secteur. Résistance interne < 0,005 Ω. Protection électronique contre les surcharges, et remise automatique en fonctionnement dès suppression de la surcharge.

MARCONI INSTRUMENTS (GB) représenté en France par SIEDMA, présente une imposante série d'appareils de mesure :

Tout d'abord l'ensemble de mesure d'intermodulation pour faisceaux hertziens d'une capacité de 2 700 voies comprenant :

— un générateur de bruit TF 2091 avec ses filtres incorporés.

— un récepteur de bruit à points fixes TF 2092 dont la conception mécanique de l'oscillateur local et des filtres de réception permet une grande souplesse d'emploi.

Le spectre de bruit blanc de l'émetteur dépasse 8 MHz avec une amplitude constante. Le récepteur permet des mesures de diaphonie au voisinage du picowatt.

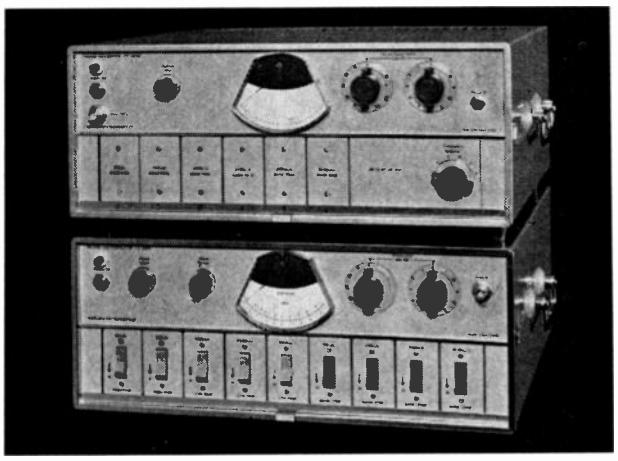


FIG. 42. — Marconi. Ensemble de mesure d'intermodulation pour faisceaux hertziens.

Intermodulation testing equipment for radio links.

Le générateur TF 2002 entièrement transistorisé délivre un signal modulable en amplitude de 10 kHz à 72 MHz. La précision et la commodité de lecture en fréquence, ainsi que son faible rayonnement, en font un appareil idéal pour les mesures de sensibilité.

— On ne saurait omettre le compteur TF 2401 à unités interchangeables qui présente des lectures en ligne de huit décades. Un convertisseur permet de porter la gamme jusqu'à 600 MHz.

— Enfin un ensemble générateur-récepteur type TF 2333 pour effectuer des mesures sur circuits radio, circuits téléphoniques et circuits multiplex 24 voies. Gamme de fréquences 30 Hz à 120 kHz Sensibilité — 75 dBm. Impédances 75 Ω, 150 Ω, 600 Ω. Symétrique et Dissymétrique.

METRIX présente de nombreuses nouveautés parmi lesquelles nous avons noté :

— L'oscilloscope 223 A dont l'amplificateur vertical a une une sensibilité de 50 mV/cm crête à crête, une bande passante de 0 à 7 MHz, avec une distorsion < 1 % pour une image de 4 cm. La vitesse de balayage est réglable de 20 ms à 5 μs par cm avec possibilité de multiplication par 5. Il peut être synchronisé par signaux internes, externes, ou par le réseau avec déclenchement à seuil réglable, et un séparateur de synchronisation permet le déclenchement sur tops lignes ou images du signal télévision. Une onde rectangulaire est disponible pour l'étalonnage en amplitude.

— A zero resistance input in the current condition (up to 1 mA) which does not disturb the circuit and whose high sensitivity enables currents of 10^{-11} A to be measured.

For values of current between 1 mA and 1 A, the low input resistance of the system which is between 15 Ω for 10 mA and 0.15 Ω for 1 A limits the maximum consumption.

L.T.I. this year present :

— a stabilised power supply type AL 15, of 150 V, 2 A which can work at constant voltage. (0.5 to 150 V, with a variatiou of less than 0.1 V) with current limitation (adjustable from 0.05 to 2.1 A), or at constant current (variation of not more than 3 mA) with limitation of output voltage (adjustable from 0.5 to 150 V). The stability is 0.01 % for 10 % changes in mains voltage.

— a stabilised power supply (Type AL 16) with controlled rectifiers : 0.5 to 33 V, 10 A. Maximum output can be preset between 0.5 and 12 A. Regulation 0.05 % for a variation of 10 % in the mains voltage.

Internal resistance less than 0.005 Ω. Electronic protection against overload, and automatic restoration into service as soon as the overloading cases.

MARCONI INSTRUMENTS (GB) represented by SIEDMA in France show an imposing series of testing instruments.

First, the intermodulation testing equipment for radio links with a 2,700 channel capacity, comprising :

— a noise generator, TF 2091, incorporating filters,

— a noise receiver for fixed points in the spectrum Type TF 2092. The mechanical design of the local oscillator and of the receiving filters gives great flexibility of application.

The spectrum of the white limit of the generator goes beyond 8 Mc/s with constant amplitude. The receiver enables crosstalk to be measured down to the pico watt region.

The generator TF 2002 is fully transistorised and delivers a signal from 10 kc/s to 72 Mc/s which can be amplitude modu-

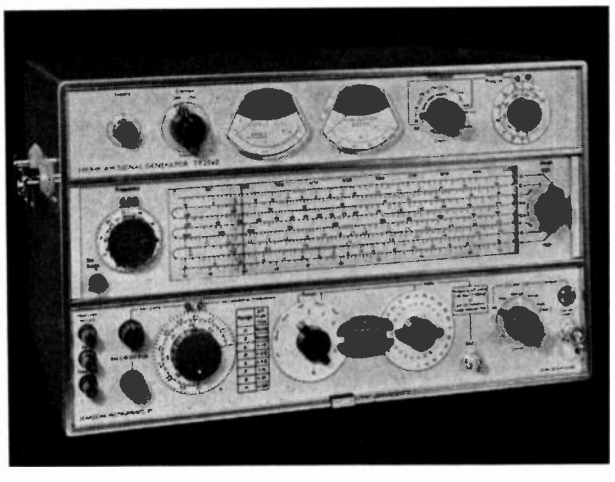


FIG. 43. — Marconi. Générateur, type TF 2002.

Generator TF 2002.

lated. The accuracy and convenience with which the frequency can be read, as well as the low level of radiation makes this an ideal instrument for measurements of sensitivity.

The counter Type TF 2401, with plug-in units should not be omitted. This displays the results in a row of eight decades. A convertor extends the range to 500 Mc/s.

Finally there is a generator-receiver outfit Type TF 2333, for making measurements on radio circuits, telephone circuits

— L'oscilloscope 227 A bicourbe à double canon dont les deux amplificateurs verticaux ont une sensibilité de 50 mV/cm crête à crête, une bande passante de 0 à 7 MHz, temps d'établissement 50 ns avec dépassement balistique < 10 %. La vitesse de balayage est réglable de 0,5 s à 0,5 µs/cm avec possibilité de multiplication par 2 et par 5. Possibilité de synchronisation et d'étalonnage comme sur le type 223 A.

— Le voltmètre 746 A qui peut fonctionner en zéro central, en électromètre et en voltmètre à mémoire et d'opposition. Sensibilité 50 mV à 1 000 V pleine échelle en continu et 300 mV à 300 V avec une classe de précision 3 entre 30 Hz et 30 kHz. Réponse en fréquence 1,5 dB de 10 Hz à 700 MHz et 2,5 dB de 700 à 1 000 MHz avec Té de mesure ; en ohmmètre mesure des résistances en 8 calibres de 0,2 Ω à 5 000 MΩ à 3 % en milieu d'échelle ; en électromètre la tension d'entrée continue maximale est de 10 V pleine échelle avec une résistance d'entrée $> 10^{11}$ Ω ; en voltmètre à mémoire pour tensions continues la tension mémorisée chute de moins de 1 % en dix minutes.

— le générateur BF 817 A qui délivre un signal sinusoïdal de 10 Hz à 1 MHz, ou un signal carré de 50 Hz à 100 kHz ; niveau maximal de sortie 10 V ; impédances de sortie 60 et 600 Ω.

— le luxmètre 1033 A permet la mesure des éclairements avec cinq calibres : 60, 200, 600, 2 000 et 6 000 lx.

and 24 channel carrier systems. Frequency range 30 c/s to 120 kc/s.

Sensitivity — 75 dBm. Impedances 75 Ω, 150 Ω and 600 Ω, balanced and unbalanced.

METRIX present a number of new products amongst which we noticed :

— The N° 223 A oscilloscope, in which the vertical amplifier has a sensitivity of 50 mV/cm, peak to peak, a pass band of 0 to 7 Mc/s with distortion less than 1 % for an image 4 cm in height. The sweep speed is adjustable from 20 ms to 5 µs per cm, with the facility of multiplying by 5. It can be synchronised by internal signals, external signals, or from the mains with the triggering level adjustable, and a sync separator allows triggering on tops, lines, or picture of the television signal. A rectangular wave is available for amplitude calibration.

The N° 227 A dual trace oscilloscope, with double gun, whose two vertical amplifiers have a sensitivity of 50 mV/cm, peak to peak, with a rise time of 50 ns and less than 10 % overshoot. The sweep speed is adjustable from 0.5 s to 0.5 µs/cm, with facilities for multiplying by 2 and by 5. Synchronisation and calibration arrangements are as with the Type 223 A.

— The 746 A voltmeter, which can be used with a central zero, as an electrometer, as a voltmeter with a memory, or as

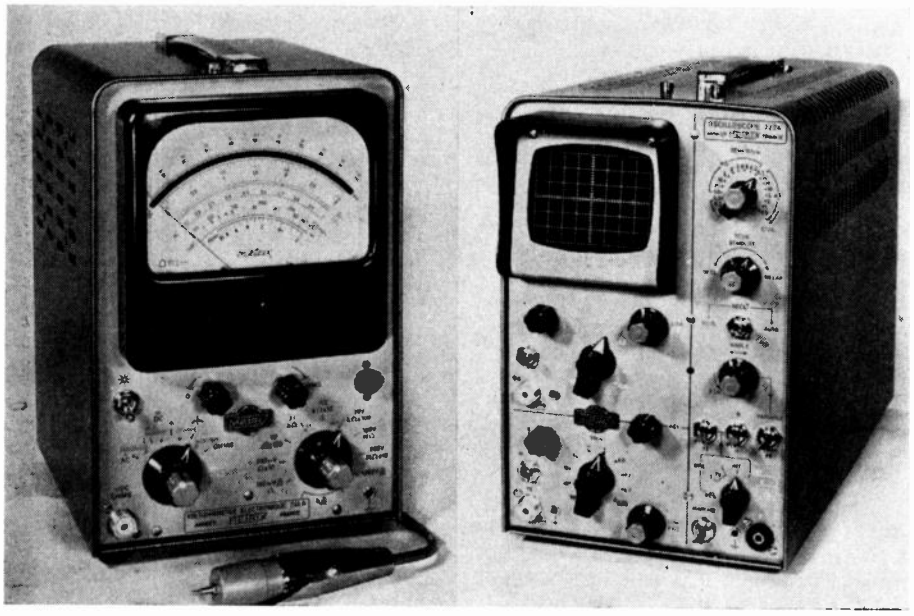


FIG. 44. — Metrix. Voltmètre électronique 746 A. Oscilloscope bicourbe 227 A.

The 746 A electronic voltmeter. 227 A double beam oscilloscope.

Dans la présentation MILLIVAC nous avons remarqué le millivoltmètre portatif MV 928-A, entièrement transistorisé ; opérant dans la gamme 10 kHz – 1,2 GHz avec des sensibilités de 1 mV à 3 V, pleine échelle. La précision de cet appareil est de ± 3 % entre 100 kHz et 100 MHz, ± 5 % entre 50 et 100 kHz et entre 100 et 400 MHz, et ± 10% au-delà. Son impédance d'entrée est de 100 kΩ shuntée par 3 pF.

Réalisé par NARDA (USA) et distribué en France par la Société SALIES, le matériel hyperfréquence présenté à ce stand a retenu notre attention, et en particulier :

— un oscillateur de puissance, type 451, délivrant un signal pur ou modulé de 750 à 2 750 MHz avec une puissance atteignant 300 mW.

an apposition voltmeter. Sensitivity, 50 mV to 1,000 V full scale for d/c and 300 mV to 300 V with Class 3 accuracy for 30 c/s to 30 kc/s.

Frequency response 1.5 dB from 10 c/s to 700 Mc/s, and 2.5 dB from 700 to 1,000 Mc/s, with measuring « Tee ».

As an ohm meter, there are 8 ranges from 0.2 Ω to 5,000 MΩ with a mid-scale accuracy of 3 %. As an electrometer, the maximum d/c input voltage is 10 V full scale with an input resistance greater than 10^{11} Ω. As a memory voltmeter for d/c, the voltage reading memorised falls by less than 1 % in 10 mn.

— LF generator 817 A, which gives a sine wave signal from 10 c/s to 1 Mc/s, or a square wave signal from 50 c/s to 100 kc/s. Maximum output level 10 V. Output impedances 60 and 600 Ω.

— une alimentation pour klystron Type 438 dont la tension réflecteur variable de 0 à 1 000 V a une ondulation résiduelle inférieure à 2 mV. La tension cavité a un taux de régulation de 5×10^{-3}. Modulation en 50 Hz et signaux carrés.

— un déphaseur de précision Type 3752. Fréquence d'utilisation 1 à 5 GHz. T.O.S. 1,15. Précision 0,3° par GHz.

— une source pulsée Type 18500. Fréquence 200 MHz à 6 GHz. Puissance crête atteignant 3000 W. Largeur d'impulsion de 0,5 à 2 µs.

Toujours importés par la Société SALIES nous avons retenu la gamme des infrascopes de HUGGINS LABORATORIES entre autres le modèle 3131 pour des températures s'échelonnant de 65 à 300 °C, ainsi qu'un radiomètre infrarouge de précision dont la résolution optique est de 0,25° et la gamme de mesure 0 à 4 000 °C.

NORMA (Autriche) représenté par JACQUES PÈRES FILS, montre outre la série complète d'enregistreurs à encre ou sur papier métallisé, le NORMATEST modèle 785 très petit (160 × 98 × 44 mm) et pesant 350 g. Ce contrôleur permet les mesures d'intensité et de tension en continu et en alternatif ainsi que la mesure des résistances.

OLTRONIX (Pays-Bas) représenté par SORELIA-ELECTRONIQUE, expose toute une gamme d'alimentations stabilisées : le modèle STABPAC de dimensions réduites (208 × 92 × 79 mm) est conçu pour être incorporé dans des ensembles électriques. La tension de sortie est réglable autour de la valeur nominale.

— le MB 6-4 a une tension de sortie ajustable de 5,4 V à 6,6 V et délivre un courant de 4 A à 60 °C.

— le MB 48-0,85 a une tension de sortie ajustable de 43 à 53 V et délivre un courant de 0,85 A à 60 °C.

PRINCETON APPLIED RESEARCH (USA), représenté par JIVECO, retient l'attention par son voltmètre numérique modèle CS-31 de format très petit (164 × 127 × 228 mm) pouvant mesurer des tensions continues de ± 0,001 V à ± 999 V à 0,1 %. L'impédance d'entrée est de 10 MΩ pour toutes les gammes et > 1 000 MΩ pour les gammes basses. Ce stand présente également, un thermomètre numérique permettant de mesurer des températures de —192 °C à +999,9 °C avec une précision de ± 0,1 %.

Chez PEKLY, nous avons noté le nouveau contrôleur universel protégé « le Pekly 525» , ayant une résistance interne de 50 000 Ω/V en courant continu et de 2 000 Ω/V en CA, le mouvement magnétoélectrique à rubans tendus, extrêmement robuste, élimine tous les frottements susceptibles de nuire à la fidélité de l'appareil.

PHILIPS expose l'oscilloscope PM 3230 à double faisceau, largement transistorisé, dont la faible consommation permet une alimentation sur batteries en utilisant un petit convertisseur séparé. La sensibilité de cet appareil est de 2 mV/division entre 0 et 1,5 MHz, et de 20 mV/division jusqu'à 10 MHz (1 division = 8 mm), les vitesses de balayage sont étalonnées sur 19 positions, de 0,5 µs/division à 0,5 s/division, et il est équipé d'un tube cathodique de 10 cm donnant une surface d'écran utile de 6,4 × 8 cm pour chaque faisceau.

— Le sonomètre PM 6400, entièrement transistorisé, qui couvre la gamme de fréquence 25 Hz-15 kHz et permet la mesure des niveaux de 33 à 130 dB avec une précision de ± 1 dB, à 1 kHz quand l'appareil est placé perpendiculairement à la source de bruit. Ses réseaux de pondération standards A-B-C sont incorporés et l'alimentation par accumulateurs donne une autonomie de 20 heures.

— Le filtre d'octave PM 6410 qui contient 8 filtres passe-bande, ayant chacun une largeur de bande d'un octave, sélec-

— The luxometer 1033 A, measures illumination in 5 ranges : 60, 200, 600, 2,000 and 6,000 lx.

In the MILLIVAC exhibit we noticed the fully transistorised portable milli voltmeter MV 928-A. Frequency range 10 kc/s to 1.2 Gc/s, with sensitivities of 1 mV to 3 V, full scale. The accuracy of this instrument is ± 3 % between 100 kc/s and 100 Mc/s, ± 5 % between 50 and 100 kc/s and between 100 and 400 Mc/s, with ± 10 % beyond this. The input impedance is 100 kΩ shunted by 3 pF.

Made by NARDA (USA) and distributed in France by the firm SALIES, the hyper frequency equipment exhibited on this stand held our attention and in particular ;

— a power oscillator, Type 451, delivering a pure or modulated signal of 750 to 2,750 Mc/s, with a power of up to 300 mW.

— a klystron power supply Type 438 with the reflector voltage variable from 0 to 1,000 V with a residual ripple of less than 2 mV.

The cavity voltage regulation is $5 \cdot 10^{-3}$. Modulation or 50 c/s and square waves.

— a precision phase shifter, Type 3752. Frequency range 1 - 5 Gc/s. Voltage standing wave ratio 1.15. Accuracy 0.3° per Gc/s.

— a pulsed source, Type 18500. Frequency 200 Mc/s to 6 Gc/s. Peak power reaching 3000 N. Pulse width 0.5 to 2 µs.

— We recall the range of HUGGINS LABORATORIES infra scopes, which are still imported by SALIES, and amongst others the Model 3131, for temperatures ranging from 65 to 300 °C, as well as a precision infra-red radiometer, in which the optical resolution is 0.25°, and the range of measurement from 0 to 4,000 °C.

NORMA (Austria) represented by JACQUES PÈRES & FILS, exhibit, in addition to the complete range of ink recorders or recorders using metallised paper, the NORMATEST Model 785, which is very small (160 × 98 × 44 mm) and weighs 350 g. This tester will measure d/c currents and voltages, as well as resistances.

OLTRONIX (Holland) represented by SORELLA-ELECTRONIQUE exhibit a range of stabilised power supplies.

— The Model STABPAC, of small dimensions (208 × 92 × 79 mm) is designed to be incorporated in electrical equipments.

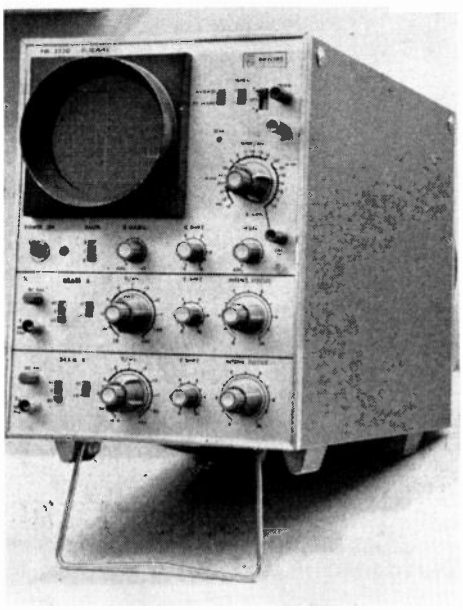


FIG. 45. — Philips. Oscilloscope, type PM 3230.
The PM 3230 oscilloscope.

tionnés par un commutateur rotatif. Cet appareil qui a été réalisé pour être raccordé sur une source de 600 Ω et sur une charge de 10k Ω, et qui admet une tension d'entrée maximale de 25 V crête à crête, s'adapte particulièrement au sonomètre PM6400 qu'il transforme en analyseur de son portable.

— Le millivoltmètre à vraie valeur efficace PM2520 qui permet la mesure des tensions entre 1 mV et 300 V (pleine échelle) de 10 Hz à 1 MHz avec une précision de 3,5 % entre 20 Hz et 200 kHz et 5 % au-delà. Son impédance d'entrée est de 8 MΩ/15 pF de 1 mV à 1 V, et 10 MΩ/7,5 pF de 3 V à 300 V en symétrique et son facteur de crête est de 5.

— Les générateurs BF type PM5120 (5 Hz - 600 kHz) et PM5121 (1 Hz - 100 kHz) d'une précision de ± 2 %, tension de sortie 10 V dans 600 Ω, ronflement et bruit < 60 dB avec atténuateur à 4 échelons de 20 dB et atténuateur progressif.

— Le générateur d'impulsions à modules interchangeables PM5720-40, entièrement transistorisé, qui offre de nombreuses possibilités de combinaisons des modules permettant de composer des trains d'impulsions différentes ou des simulateurs impulsionnels — cadence des impulsions 10 Hz à 10 MHz, déclenchement externe coup par coup ou télécommandé, durée des impulsions ou des retards 1 µs à 1 s, tension de sortie suivant module.

— Le pont de mesure universel PM6301 destiné aux mesures de résistance, de self, de capacité, et de leur écart en % par rapport à un étalon. Etendue des mesures : en résistance de 1 Ω à 100 MΩ à 1 % près entre 10 Ω et 10 MΩ et 2 % au-delà ; en self de 10 µH a 100 H à 1,2 % près au-dessus de 100 µH et 3 % près au-dessous ; en capacité de 10 pF à 100 µF à 1,2 % près au-dessus de 100 pF et 3 % près au-dessous ; en écart par rapport à un étalon, de —20 % à +20 % pour des capacités de 100 pF à 100 µF et pour des selfs de 1 mH à 100 H, et de —20 % à + 10 % pour des résistances de 1 Ω à 100 MΩ.

— Le générateur PM5101, entièrement transistorisé, qui délivre des signaux sinusoïdaux ou rectangulaires de 10 Hz à 100 kHz avec une tension de sortie de 2 V en sinusoïdal et 4 V crête à crête en rectangulaire.

— L'équipement de mesure dynamique des coefficients de réflexion et de transmission PM7900X qui permet la mesure, du coefficient de réflexion entre 0 et 0,1 avec une précision de ±0,01 et entre 0 et 1 avec une précision de ±0,05, et du coefficient de transmission de 0 à 15 dB à ± 0,3 dB près — gamme de fréquence : 8,2 à 12,4 GHz.

PRĀNA présente ses alimentations régulées transistorisées entièrement silicium avec commutation tension constante, courant constant, protection par limitation de courant, régulation ± 0,05 %, résiduelle 1 mV crête à crête pour *I* maximum et coefficient de température inférieur à 0,05 % de 0 à 50 °C. Ces appareils sont réalisés pour des tensions continues de 0 à 50 V et pour des intensités de 1-2 et 5 A. D'autre part, nous avons remarqué à ce stand le détecteur de particules métalliques DM 100 entièrement transistorisé qui permet la détection de particules métalliques magnétiques ou non, contenues dans des matériaux non métalliques.

Chez QUENTIN, nous trouvons des alimentations stabilisées AS 47 et AS 49 spécialement conçues pour être incorporées dans des ensembles électriques grâce à leurs caractéristiques dimensionnelles, technologiques et techniques. Ce modèle AS 47 permet d'obtenir une tension continue réglable de 0 à 13 V et débitant 10 A, ou de 0 à 32 V et débitant 5 A.

D'autres modèles AS 280 - AS 272 et AS 255, avec une stabilité de régulation allant jusqu'à 0,05 %, peuvent se monter dans des « Racks » Standard 5 ou 6 unités.

Au stand ROBAND ELECTRONICS (GB) représenté par TRANCHANT, nous avons retenu l'oscilloscope R 050 à large bande

The output voltage can be adjusted about the nominal value.

— The MB 6-4 has an output voltage adjustable from 5.4 V to 6.6 V and delivers a current of 4 A (at 60 °C).

— The MB 48-0.85 has an output voltage adjustable from 43 to 53 V and delivers a current of 0.85 amps (at 60 °C).

PRINCETON APPLIED RESEARCH (USA) represented by JIVECO hold the attention with their digital voltmeter Model CS-31, which is of very small size (164×127×228 mm), and which is able to measure d/c voltages of ± 0.001 V to ± 999 V, with an accuracy of 1 %. The input impedance is 10 MΩ for all ranges and more than 1,000 MΩ for the lower ranges. The stand also presents a digital thermometer, measuring temperatures from — 192 °C to + 999.9 °C with an accuracy of ± 1 %.

On the PEKLY stand we noted the new universal protected test set, the « PEKLY 525 ». This has an internal resistance of 50,000 Ω/V for d/c, and 2,000 Ω/V for a/c. The movement uses strips in tension which are very robust and which eliminate all friction which might reduce the accuracy of the instrument.

PHILIPS show the PM 3230 double beam oscilloscope, which is largely transistorised, and which has a low drain permitting battery operation with the aid of a small separate convertor. The sensitivity of this instrument is 2 mV/division between 0 and 1.5 Mc/s and 20 mV/division up to 10 Mc/s (1 division = 8 mm). The sweep speeds are standardised in 19 positions, from 0.5 µs/division to 0.5 s/division. The instrument is equipped with a 10 cm cathode ray tube giving an usable screen area of 6.4×8 cm for each beam.

— The PM 6400 Noise meter, which is fully transistorised covers the frequency range 25 c/s to 15 kc/s and will measure levels of 33 to 130 dB with an accuracy of ± 1 dB at 1 kc/s, when the apparatus is normal to the source of the noise. The standard A, B and C weighting networks are incorporated and the instrument works from accumulators, giving an operating time of 20 h without the use of the mains supply.

— The octave filter PM 6410, contains 8 band pass filters, each having a band width of one octave, selected by a rotary switch. This equipment has been designed to work between a 600 Ω source and a load of 10 kΩ. It will accept an input of 25 V peak to peak maximum, and is particularly adapted to the PM 6400 Noise meter, which it turns into a portable analyser.

— The true R.M.S. milli volt meter PM 2520, measures voltages between 1 mV and 300 V (full scale), from 10 c/s to 1 Mc/s. Between 20 c/s and 200 kc/s the accuracy is 3.5 %, and beyond this it is 5 %. The input impedance is 8 MΩ shunted by 15 pF, for 1 mV to 1 V, and 10 MΩ shunted by 7.5 pF from 3 V to 300 V, balanced. The crest factor is 5.

— The LF generators, Types PM 5120 (5 c/s to 600 kc/s) and PM 5121 (1 c/s to 100 kc/s) have an accuracy of ± 2 %. Output voltage 10 V to 600 Ω. Hum and noise better than 60 dB. Attenuation in 4 steps of 20 dB plus continuously adjustable attenuator.

— The impulse generator Type PM 5720-40 is fully transistorised and is provided with interchangeable modules offering numerous possibilities of combining modules to build up impulse trains or impulse simulators. Impulse rate 10 c/s to 10 Mc/s. External triggering, single stroke or by remote control. Impulse duration or delays 1 µs to 1 s, output voltage depending on the modules used.

— The universal bridge PM 6301, is intended for the measurement of resistance, inductance, and capacitance, and of their percentage deviations from a standard.

Range of measurement :

Resistance, 1 Ω to 100 MΩ, with an accuracy of about 1 % between 10 Ω and 10 MΩ and 2 % outside this range. Inductance, from 10 µH, with an accuracy of about 1.2 % above 100 µH, and of 3 % below this value. Capacitance, 10 pF to 100 µF

(0 - 32 MHz), utilisable avec les tiroirs de la série 5, qui donnent à cet appareil une grande souplesse d'utilisation : grand gain (5 mV/cm), large bande (CA - 30 MHz), faible temps d'établissement (10 ns), double trace, amplificateur différentiel, etc.

Il est équipé d'un tube cathodique de 13 cm à haute luminosité. Sa gamme de vitesses de balayage va de 0,02 µs/cm à 6 s/cm avec possibilité d'expansion par 5 du signal. Différents modes de déclenchement du signal sont possibles : interne - externe - automatique - HF, etc ; un signal rectangulaire de 1 V ou 10 mV à ± 1 % est disponible pour l'étalonnage.

ROCHAR ELECTRONIQUE expose le fréquencemètre-chronomètre-périodemètre 50 MHz A 1439. Equipé entièrement de semiconducteurs au silicium, cet appareil présente un coefficient important de sécurité et il est prévu pour être utilisé normalement entre 0 et + 50 °C. L'affichage de la mesure est mémorisé et comporte 8 tubes numériques lumineux. L'oscillateur à quartz, de fréquence 5 MHz, utilisé pour la base de temps a une stabilité de ± 10^{-9} par semaine. Un certain nombre de tiroirs accessoires ont été prévus pour être montés directement dans un logement de l'appareil principal.

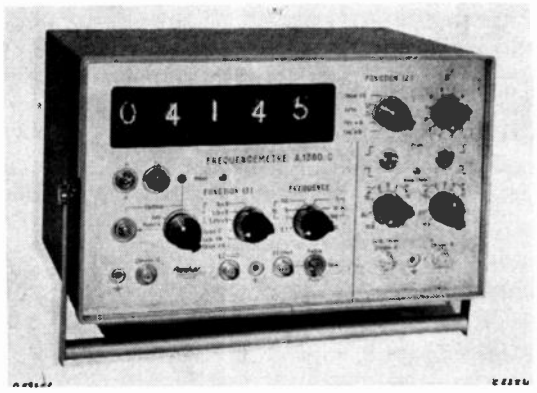


FIG. 46. — Rochar. Fréquencemètre type A-1360 C analogue au type A 1349 décrit, mais avec deux sensibilités.

Frequency meter type A 1360 C similar to the type A 1349, but with two sensitivities.

Le voltmètre numérique de tableau A 1454 est un appareil à calibre unique celui-ci étant choisi en fonction de la grandeur à mesurer. Son domaine d'utilisation est le même que celui des appareils classiques à aiguille, mais il apporte les qualités fondamentales des appareils numériques. Il est prévu pour les tensions et courants alternatifs et continus avec des échelles multiples de 1-2 et 5, de 1 à 1 000 V et de 10 µA à 100 mA.

L'expanseur d'échelle A 1456 est un amplificateur à sous-gamme permettant de multiplier par 10 la précision de lecture des enregistreurs graphiques.

Tout en développant ses fabrications de filtres conventionnels S.E.C.R.E. réalise de nouvelles séries de filtres à des valeurs normalisées.

— Les filtres surmoulés enfichables passe bande satisfont aux normes MIL. Les fréquences centrales sont normalisées télémesures. Les bandes passantes à 3 dB sont de ± 7,5 % ou ± 15 %, et à 20 dB de ± 20 % ou ± 40 % de *Fo*. L'impédance d'entrée est de 500 Ω et celle de sortie de 10 kΩ.

— Les filtres de télémesures subminiatures sont prévus pour être utilisés, dans des montages à transistors, et sur circuits imprimés. De dimensions réduites (19 × 19 × 13 mm), ils sont réalisés aux fréquences normalisées avec des bandes passantes de ± 7,5 % de *Fo* à 3 dB et ± 25 % de *Fo* à 20 dB.

with an accuracy of about 1.2 % above 100 pF and about 3 % below this value.

In terms of deviation from a standard value, — 20 % to + 20 % for capacitances of 100 pF to 100 µF and for inductances of 1 mH to 100 H. — 20 % to + 10 % for resistances of 1 Ω to 100 MΩ.

— The generator PM 5101, fully transistorised, will deliver sine wave or square wave signals of 10 c/s up to 100 kc/s with an output voltage of 2 V for sine waves and of 4 V peak to peak for square waves.

— Equipment for the dynamic measurement of transmission and reflection coefficients, PM 7900 X will measure reflection coefficients between 0 and 0.1 with an accuracy of ± 0.01. For coefficients between 0 and 1 the accuracy is ± 0.05. It measures the coefficient of transmission over the range 0 to 15 dB with an accuracy of ± 0.3 dB approximately. The frequency range is 8.2 to 12.4 Gc/s.

PRANA present fully transistorised stabilised power supplies using S.C.R. and with constant voltage, constant current, protection by current limitation, regulation ± 0.05 % residual 1 mV peak to peak for I_{max} and temperature coefficient less than 0.05 % from 0 to 50 °C. These instruments are made for d/c voltages from 0 to 50 V and for currents of 1, 2 and 5 A. We also noticed on this stand the metal particle detector DM 100, completely transistorised, and able to detect metal particles, either magnetic or non-magnetic, contained in non-metallic materials.

QUENTIN have stabilised power supplies AS 47 and AS 49 specially designed to be incorporated in electric equipments, thanks to their size, technological and technical characteristics. This model, AS 47, will provide a d/c voltage which can be adjusted continuously between 0 and 13 V, with a current of 10 A, or between 0 and 32 V, with a current of 5 A.

Other models, AS 280, AS 272, and AS 255, which have a stability of regulation of up to 0.05 % can be mounted on standard racks, occupying 5 or 6 units.

On the ROBAND ELECTRONICS (GB) stand, represented by TRANCHANT, we recall the oscilloscope R-050. This has a wide frequency band (0-32 Mc/s) and can be used with plug-in units of the Series 5, which give this instrument great flexibility in use. High gain (5 mV/cm). Wide band (about 30 Mc/s). Low rise time (10 ns). Dual trace. Differential amplifier, etc. It is fitted with a high brightness 13 cm cathode ray tube. The range of sweep speeds is from 0.02 µs/cm to 6 s/cm, with the facility of a 5 times expansion.

Different modes of triggering are possible :

Internal, external, automatic, HF, etc. A square signal of 1 V or 10 mV with an accuracy of ± 1 % is provided for calibration purposes.

ROCHAR ELECTRONIQUE show the A 1439 set. This is a 50 Mc/s frequency meter, chronometer, and period meter. It is equipped throughout with silicon transistors, and has a high factor of safety. It is designed for normal use at temperatures between 0 and +50 °C. The results of measurements are stored in a memory and displayed on 8 luminous numeric tubes. The 5 Mc/s quartz crystal oscillator which is used as a time standard has a stability of ± 10^{-9} per week. A certain number of auxiliary plug-in units have been provided for mounting directly in a compartment of the main instrument.

— The frequency meter A 1360 C, 220 kc/s, has two sensitivities : 25 mV to 100 V, r.m.s., with an input impedance of 100 kΩ shunted by 100 pF, and 250 mV to 100 V, r.m.s., with an input impedance of 1 MΩ shunted by 10 pF.

The counting time is adjustable, unit by unit, between 10 ms and 12 s.

— The panel mounted digital volt meter A 1454 is a single range instrument, the range being chosen in accordance with

Dans le domaine des lignes de retard nous citerons :

— Les lignes à retard à constantes réparties depuis 1 μs de retard (temps d'établissement < 100 ns) à 500 ns (temps d'établissement < 50 ns) qui peuvent être réalisées avec des valeurs d'impédances de 500 à 1 500 Ω.

— Les lignes à retard à constantes localisées, avec des retards de 250 ou 500 ns, des sorties toutes les 25 ou 50 ns, dont les temps d'établissement sont inférieurs à 30 ou 50 ns et dont l'impédance est de 100 Ω.

— Les lignes à retard variable de 0 à 1 μs, d'une impédance de 500 Ω et d'un temps d'établissement inférieur à 100 ns.

— Les lignes à retard pour la télévision en couleurs (procédé SECAM) avec, pour les mires couleurs, la ligne 900 ns - 1 000 Ω et pour les téléviseurs la ligne chrominance 1 μs - 2 800 Ω - temps d'établissement < 120 ns et tension de service 1 500 V.

SERCEL expose ses voltmètres numériques à 4 et 5 digits, donnés pour une précision de 0,01 % ± 1 digit, ses amplificateurs à courant continu avec un gain de 10 à 100 ou 1 000, et ses convertisseurs alternatif-continu modèle 690 et 691.

Au stand de la SOCIÉTÉ ELECTRONIQUE ET NUCLÉAIRE nous avons remarqué le milliohmmètre RO 1 de grande précision donnant des mesures indépendantes de la résistance de contact. Entièrement transistorisé, cet appareil possède une stabilité absolue du zéro, sans réglage. Il permet des mesures de résistances de 10 μΩ à 10 kΩ en quinze gammes.

Le microvoltmètre série J permet des mesures de tensions continues de 0,03 μV à 3 000 V en douze gammes de mesures directes. Il dispose d'une sortie amplificateur et enregistreur : 3 V sur 3 kΩ.

Au stand SOLARTRON (GB) nous avons remarqué :

— L'oscilloscope portatif à tiroirs interchangeables CD 1400 avec un tube de 12,7 cm à double faisceau. En tiroirs *Y* deux possibilités sont offertes :

a) l'amplificateur à large bande CX 1441 donne une bande passante du continu à 15 MHz à 3 dB avec un temps d'établissement de 24 ns et une sensibilité réglable de 100 mV/cm à 50 V/cm. Un commutateur permet d'obtenir une sensibilité de 10 mV/cm en réduisant la bande (0 à 750 kHz) ;

b) l'amplificateur différentiel à gain élevé CX 1442 donne une bande passante du continu à 75 kHz à 3 dB, avec une sensibilité réglable de 1 mV/cm à 5 V/cm. Une sensibilité de 100 μV/cm peut être obtenue avec une bande de 3 Hz à 20 kHz. En *X* deux tiroirs peuvent être utilisés :

A. La base de temps CX 1443 permet un balayage de 0,5 μs/cm à 500 ms/cm. L'amplificateur X a une sensibilité réglable de 0,5 V/cm à 2 V/cm.

B. La base de temps à balayage retardé CX 1444 donne des possibilités de retard du balayage, de 0 à 5 ms - 0 à 50 ms et 0 à 100 ms. Les vitesses de balayage sont identiques à la base CX 1443.

Le voltmètre numérique intégrateur LM 1420 qui peut fonctionner en voltmètre, compteur, chronomètre ou fréquencemètre. La précision de cet appareil est de ± 0,05 % de la gamme ou ± 1 digit ; sa sensibilité est de 10 μV sur la gamme inférieure (0-20 mV), et de 1 V sur la gamme supérieure. La polarité est affichée automatiquement et l'étalonnage est obtenu par mise en circuit d'une pile étalon incorporée. Les deux compteurs internes (temps et affichage) sont accessibles sur la platine arrière ; en combinant les signaux d'entrée et le temps de comptage, on peut utiliser l'appareil en chronomètre ou fréquencemètre. Les fréquences d'entrée maximales sont : 500 kHz au compteur de temps et 250 kHz au compteur d'affichage. Le rapport de division du compteur de temps peut être réglé sur 10^3, $2 \cdot 10^3$, $4 \cdot 10^3$, 10^4, 2.10^4 ou $4 \cdot 10^4$. Une unité auxiliaire

the quantity that is to be measured. Its field of use is the same as that of the classic pointer instruments, but it affords the fundamental advantages of digital equipment. It is made for d/c or a/c, voltage or current, with ranges which are multiples of 1, 2 and 5 for voltages between 1 V and 1,000 V, and for currents between 10 μA and 100 mA.

The scale expander A 1456 is a sub-scale amplifier which enables the accuracy of the readings of graphic recorders to be multiplied by 10.

S.E.C.R.E. whilst developing the manufacture of convential filters, has produced a new series of filters with standardised characteristics.

The plug-in encapsulated band pass filters satisfy the MIL standards. The mid frequencies are standard for telemetry. The 3 dB pass bands are ± 7.5 % or ± 15 %, and at 20 dB ± 20 % or ± 40 %. of F_0. The input impedance is 500 Ω and that of the output is 10 kΩ.

— The subminiature filters for telemetry are intended for use in transistorised apparatus or in printed circuits. They are small (19 × 19 × 13 mm) and are produced for standard frequencies with pass bands of ± 7.5 % of F_0 at 3 dB and ± 25 % of F_0 at 20 dB.

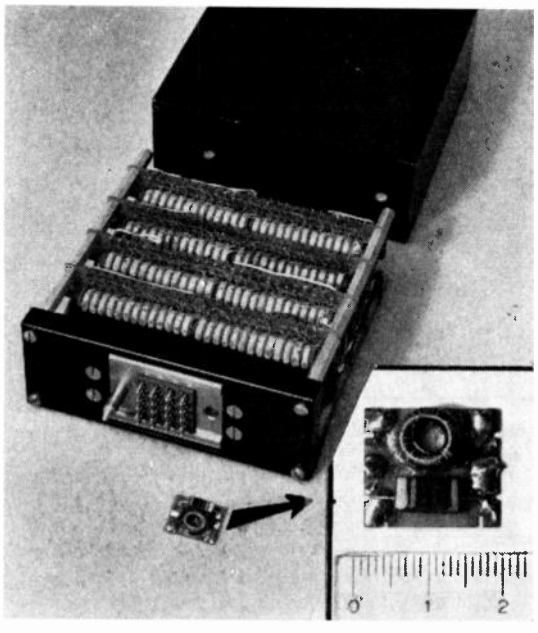


FIG. 47. — SECRE. Deux lignes, à retard de 10 μs, front de montée 600 ns, montées en boîtier enfichable dont les dimensions sont de 110 × 110 × 42 mm. Dans le médaillon, la cellule élémentaire qui mesure 17 × 17 × 4,3 mm.

Two plug-in encapsulated delay lines pf 10 μs, build up time 600 ns (110 × 110 × 42 mm). In the corner, the elementary cell (17 × 17 × 4,3 mm).

In the field of delay lines we would mention :

— Delay lines with distributed constants, from 1 μs delay, (build up time less than 100 ns) to 500 ns, (build up time less than 50 ns) which can be obtained with impedance values of 500 to 1,500 Ω.

— Delay lines with lumped constants, with delays of 250 or 500 ns, and outlets every 25 or 50 ns, in which the build-up times are less than 30 or 50 ns, and whose impedance is 100 Ω.

— Delay lines with delay adjustable from 0 to 1 μs, with an impedance of 500 Ω and a build-up time of less than 100 ns.

— Delay lines for colour television (SECAM system) with a line of 900 ns, 1,000 Ω for colour line-up equipment and for receivers, the chrominance line of 1 μs, 2,800 Ω, build up time less than 120 ns and working voltage of 1,500 V.

permet l'utilisation en binaire codé décimal (BCD) pour l'attaque d'une imprimante.

L'ensemble enregistreur de données SOLARTRON dont le système de base permet l'analyse de 20 - 50 ou 100 canaux à la cadence de 4 - 2 ou 1 canal par seconde, et dont les gammes de tensions sont de : 20 mV - 200 mV - 2 V - 20 V et 200 V pleine échelle. Cet ensemble grâce à ses divers modules, offre de multiples possibilités de mesures, de contrôles et de commandes sur les différents canaux.

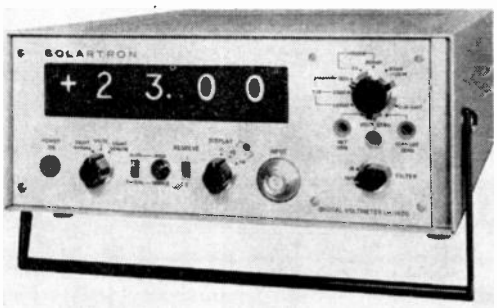


FIG. 48. — Solartron. Voltmètre numérique, type LM 1420.
Digital voltmeter type LM 1420.

L'analyseur de fonction de transfert WESTON-BOONSHAFT DA 410, dont voici les caractéristiques essentielles :

Générateur - Signal de sortie sinusoïdal, carré, modulé avec suppression de porteuse, de 0,001 Hz à 1 kHz à 1 % près avec un niveau de sortie de 0 à 15 V crête à crête.

Modulateur - Niveau d'entrée de 10 à 115 V eff. de 0 à 5 kHz, avec un déphasage de 1 ° à 5 kHz.

Corrélateur - Sensibilité de 10 à 150 mV crête à crête, réjection harmonique et bruit 40 dB, réjection en continu 100 % de la lecture, affichage numérique (coordonnées polaires) précision ± 1 à 2 % en amplitude, ± 1° en phase, durée de la mesure 1/2 période de la fréquence de travail de 0,001 Hz à 1 Hz et 2 s de 1 Hz à 1 kHz - *Démodulateur* - même gamme de fréquence que le modulateur - *Voltmètre numérique*-gammes et impédance d'entrée identiques à celles du corrélateur, précision 1 % de la valeur pleine échelle.

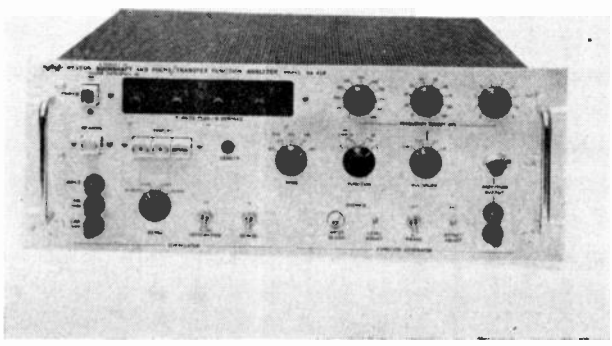


FIG. 50. — Weston-Boonshaft. Analyseur de fonction de transfert type DA 410.
Transfer function analyser type DA 410.

SERCEL show digital voltmeters with 4 to 5 digits, with an accuracy of 0.01 % ± 1 count, also d/c amplifiers having gains of 10, 100, or 1,000, and models 690 and 691 a/c - d/c convertors.

On the stand of the SOCIÉTÉ ELECTRONIQUE ET NUCLÉAIRE we noticed the high accuracy milliohmmeter R 01, which gives measurements which are independent of the contact resistance. The instrument is fully transistorised, and its zero stability is absolute, without any adjustment. It enables resistance to be measured from 10 μ/Ω to 10 kΩ in fifteen ranges.

The series J micro voltmeter measures d/c voltages from 0.03 μV to 3,000 V in 12 ranges, without accessories. It is provided with an output amplifier for a recorder, 3 V to 3 kΩ.

On the SOLARTRON (GB) stand we noticed :

— The portable oscilloscope, Type CS 1400, with plug-in units and a 12.7 cm double beam tube. Alternative Y units are offered.

a) The wide band amplifier Cx 1441 has a pass band from d/c up to 15 Mc/s for 3 dB, with a rise time of 24 ns, and a sensitivity which can be adjusted from 100 mV/cm to 50 V/cm. A switch allows the sensitivity to be increased to 10 mV/cm, the bandwidth being reduced to 0 to 750 kc/s.

b) The high gain differential amplifier Cx 1442, gives a pass band from d/c up to 75 kc/s for 3 dB with the sensitivity adjustable from 1 mV/cm to 5 V/cm. A sensitivity of 100 μV per cm can be obtained with a band of 3 c/s to 20 kc/s. Two *X* plug-in units are available :

A. The time base Cx 1443, which provides sweep speeds from 0.5 μs/cm to 500 ms/cm. The *X* amplifier has a sensitivity which can be adjusted from 0.5 V/cm to 2 V/cm.

B. The time base Cx 1444 with delayed sweep allows the sweep to be delayed by 0 to 5 ms, 0 to 50 ms, and 0 to 100 ms. The sweep speeds are identical with those of the Cx 1443 time base.

The integrating digital voltmeter LM 1420 which can be used as a voltmeter, counter, chronometer, or frequency meter. The accuracy of this instrument if ± 0.05 % of the range or ± 1 count. The sensitivity is 10 μV on the lowest range (0-20 mV)

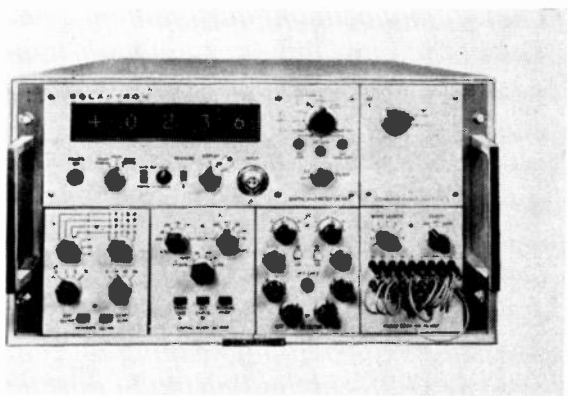


FIG. 49. — Solartron. Ensemble enregistreur de données.
Data recording equipment.

and 1 V on the highest range. The polarity is indicated automatically and calibration is by the aid of a built-in standard cell.

The two internal counters (time and display) are accessible on the back panel. By combining the input signal and the counting time, one can use the instrument as a chronometer or as a frequency meter.

The maximum input frequencies are, 500 kc/s for the time counter, and 250 kc/s for the display counter. The dividing ratio for the time counter can be adjusted to 10^3, 2×10^3, 4×10^3, 10^4, 2×10^4, or 4×10^4.

— Les étalons de tensions alternatives WESTON-ROTEK dont la précision en tension est de 0,035 % ± 1 mV de 50 Hz à 2,5 kHz, et de 0,1 % ± 1 mV de 10 kHz à 20 kHz avec une précision et une stabilité en fréquence de 0,1 % et une distorsion harmonique de 0,015 % pour le modèle 150 (0 à 1 011, 11 V). Les étalons de tensions et courants continus donnent des gammes de tensions fixes ou variables, suivant le modèle, pouvant atteindre 21 110 V ou 20 mA, avec une précision de 0,007 5 %.

Au stand SORENSEN nous avons remarqué :

— Les régulateurs de tension alternative ACR caractérisés par un faible encombrement, une réponse rapide (30 ms), une faible distorsion (3 %) bonne tenue en surcharge et tension de sortie adaptable aux besoins. Puissances prévues de 500 VA à 15 kVA.

— Les alimentations stabilisées QRC dans lesquelles l'utilisation de transistors en régime de commutation a permis d'améliorer le rendement et de réduire l'encombrement. Cette série comprend actuellement sept modèles de 0 à 20 et 40 V et d'une intensité allant jusqu'à 30 A. Régulation en tension ± 0,005 % (régulation en courant ± 0,05 %). Temps de réponse 50 µs. Ondulation résiduelle 10 mV crête à crête.

— Les alimentations stabilisées DCR, à thyratrons silicium, à double protection réglable à la fois en tension et en intensité, et d'une puissance de 400 W à 2,5 kW pour des tensions réglables de 0 à 40 - 60 - 80 - 150 et 300 V.

— Les convertisseurs statiques QIS, à thyratrons silicium, qui permettent d'obtenir une tension sinusoïdale stabilisée à ± 3 % de 115-127 ou 220 V - 50 ou 60 Hz, à partir d'une tension continue 12 - 24 - 28 - 48 - 72 et 110 V.

SPERRY (USA) représenté par R.T.I. expose un générateur d'impulsions codées pouvant être utilisé pour les équipements radar. La fréquence de répétition des impulsions peut varier de 10 Hz à 100 Hz d'une façon continue. La largeur des impulsions peut varier de 0,2 à 20 µs en deux gammes. La tension de sortie est de 20 V sur 90 Ω, le temps de montée 30 ns, le temps de descente 50 ns.

— Un millivoltmètre 66 A 3 permet de mesurer la puissance de crête de fréquences comprises entre 0,5 et 12,4 GHz suivant la monture à thermistance utilisée — quatre gammes de mesure : 0 à 10 mW, 0 à 30 mW, 0 à 100 mW et 0 à 300 mW.

TACUSSEL SOLEA nous propose de nombreux appareils nouveaux parmi lesquels nous avons retenu :

— Le traceur de courbes oscilloscopiques, pour semiconducteurs TRCS qui permet de tracer automatiquement les divers réseaux de courbes caractéristiques des diodes ou transistors. Les transistors peuvent être montés en émetteur commun (pour des courants collecteurs de 0 à 10 A) ou en base commune (*Ie* max = 2 A). Les réseaux peuvent comporter 4, 6, 8 ou 10 courbes ; ils apparaissent sur un tube cathodique à fond plat de 130 mm, à réticule éclairé de 10 × 10 divisions. Le balayage peut être continu (100 ou 200 échelons/seconde) ou déclenché pour la photographie. Il est possible de mesurer avec une précision globale de 2 à 3 %, les tensions de saturation, d'avalanche, les gains en courant, impédances d'entrée, etc.

— L'enregistreur potentiométrique de laboratoire EPL 1 de haute précision, à défilement linéaire et à grande largeur d'inscription (250 mm). Cet appareil, entièrement transistorisé, offre de nombreuses possibilités par l'utilisation de tiroirs enfichables. La boîte de vitesse à 10 rapports, manœuvrable en marche, donne des vitesses d'entraînement de papier de : 0,6 - 1,2 - 3 - 6 - 12 - 30 - 60 - 120 - 300 et 600 mm/mn.

An auxiliary unit enables the instrument to give a BCD output for working with a printer.

The SOLARTRON data recording equipment, whose basic system enables 20, 50, or 100 channels to be analysed at the rate of 4, 2 or 1 channel per second, and in which the voltage ranges are 20 mV, 200 mV, 2 V, 20 V, and 200 V full scale. This equipment, thanks to its different modules, offers many possibilities of measurement, or checking, and of control on the different channels.

The WESTON-BOONSHAFT DA 410 transfer function analyser, whose essential characteristics are as follows :

Generator - output signal, sine wave, square wave, modulated with carrier suppressed from 0.001 c/s to 1 kc/s with an accuracy of 1 % and with an output level of 0 to 15 V, peak to peak.

Modulator - input level of 10 to 115 V, r.m.s., from 0 to 5 kc/s, with a phase shift of 1° at 5 kc/s.

Correlator - sensitivity 10 to 150 mV, peak to peak, noise and harmonic rejection 40 dB d/c rejection, 100 % of reading, digital display, (polar coordinates). Accuracy ± 1 to 2 % in amplitude, ± 1° in phase. Duration of measurement, 1/2 period of the working frequency, from 0.001 c/s to 1 c/s, and 2 s from 1 c/s to 1 kc/s.

Demodulator - same range of frequencies as the modulator.

Digital voltmeter - ranges and input impedance identical with those of the correlators. Accuracy 1 % of full scale value.

The standards of alternating voltages by WESTON-ROTEK which have a voltage accuracy of 0.035 % ± 1 mV, from 50 c/s to 2.5 kc/s, and of 0.1 % ± 1 mV from 10 kc/s to 20 kc/s. The frequency accuracy and stability is 0.1 % and the harmonic distortion is 0.015 % for the model 150 (0 to 1011, 11 V). The d/c voltage and current standards give ranges of fixed or adjustable voltages which, according to the model, may reach 21, 110 V or 20 mA, with an accuracy of 0.0075 %.

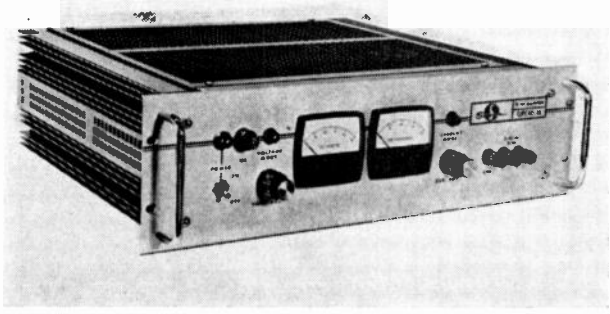


FIG. 51. — Sorensen. Alimentations stabilisées, type QRC.
Stabilised power supplies, type QRC.

On the SORENSEN stand we noted :

— Alternating voltage regulators, ACR, characterised by their small size, a rapid response (30 ms), low distortion (3 %)

Good overload characteristics and with the output voltage adaptable to requirements.

Powers available from 500 VA to 15 kVA.

— Stabilised power supplies, QRC, in which the use of transistors in the switching mode has allowed the efficiency to be increased and the size to be reduced. At present this series includes 7 models from 0 to 20 and 40 V, with outputs going up to 30 A. Voltage regulation ± 0.005 %. Current regulation ± 0.05 %.

Time of response 50 µs. Residual ripple 10 mV, peak to peak.

La résolution est meilleure que 0,1 %, la linéarité meilleure que 0,25 % et la précision meilleure que 0,5 %. L'étalonnage est contrôlé par pile étalon incorporée et l'origine est décalable de — 30 % à + 100 %.

Parmi les tiroirs enfichables prévus, citons :

Tensions continues de 0 à 12,5 mV jusqu'à 2 500 mV.

Intensités continues, à enregistrement linéaire de 0,125 μA à 250 mA, plus un calibre tension (12,5 mV).

Intensités continues, à enregistrement logarithmique.

Variables diverses (résistances, conductivité, pH, etc.).

FIG. 53. — Solea-Tacussel. Enregistreur potentiométrique de laboratoire, type EPL 1.

Laboratory type potentiometric recorder EPL 1.

Parmi les firmes représentées en France par TECHNIQUE ET PRODUITS nous avons remarqué :

Chez BIRD ELECTRONIC (USA), quelques nouveautés :

— Atténuateurs HF « *Tenuline* » du type 8325 (500 W fréquence 0 à 2 000 MHz. Atténuations 30 ou 40 dB ± 0,5 dB T.O.S. max. 1,2), et du type 8329 ayant les mêmes caractéristiques que le 8325 mais pour une puissance de 2 ou 4 kW.

— Toute une gamme de résistances de charge HF « *Termaline* », parmi lesquelles nous avons remarqué la charge 25 kW, d'encombrement réduit.

— Enfin un système d'alarme et de protection (modèle 3127 et 3128) autonome comportant son alimentation, un système d'alarme visuel et auditif, des relais de coupure rapide, et deux cadrans indiquant les puissances incidentes et réfléchies, dont l'un avec un réglage de seuil de puissance d'alarme.

Chez MICTRON une gamme de magnétrons à accord électronique pour des fréquences comprises entre 200 MHz à 4,5 GHz. Des puissances de 0,25 W à 10 W (linéarité de puissance ± 1,5 dB maximum). Linéarité volts/fréquence 0,1 %.

Chez MELABS (USA) toute une série de circulateurs miniatures en T et en Y, à 3, 4 et 5 portes, couvrant la gamme de 30 à 1 000 MHz suivant les types.

Chez WILTRON COMPANY (USA) des phasemètres qui permettent les mesures de phase, de gain et d'amplitude en hyperfréquence. Le modèle 321 étend ces mesures dans la gamme de 2,5 à 400 MHz avec deux tiroirs. Il trouve une application intéressante pour l'étude des bandes FI.

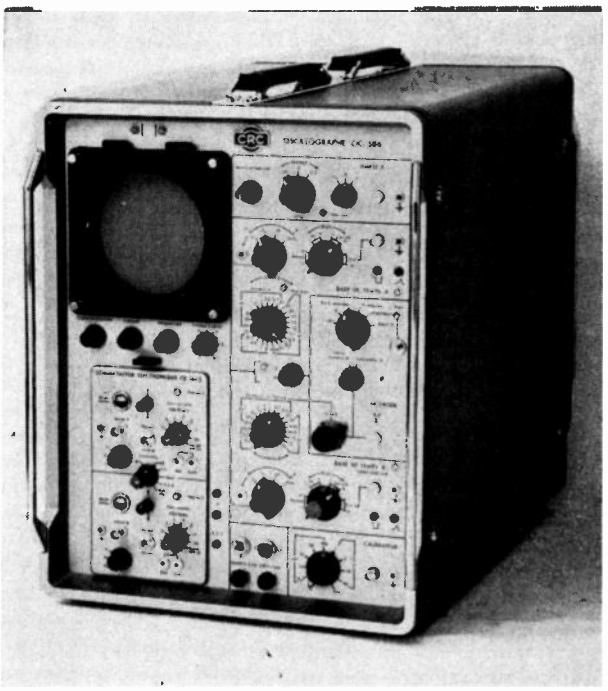


FIG. 52. — Solea-Tacussel. Traceur de courbes oscilloscopiques pour semiconducteurs, type TRCS.

Curve tracer for semiconductors, type TRCS.

— The stabilised power supplies DCR, with silicon thyratrons, doubly protected, simultaneously adjustable for both voltage and current, having a power of 400 W to 2.5 kW with voltages adjustable from 0 to 40, 60, 80, 150 and 300 V.

— The static convertors, QIS, using silicon thyratrons, and giving a sinusoidal voltage, stabilised to ± 3 %, of 115, 127, or 220 V at 50 or 60 c/s, with an input of 12, 24, 28, 48, 72 or 110 V, d/c.

SPERRY (USA) represented by R.T.I. exhibit :

— a coded-impulse generator, for use with radar equipments. The pulse repetition rate can vary from 10 c/s to 100 c/s in a continuous manner. The pulse width can vary from 0.2 to 20 μs in two ranges. The output voltage is 20 V to 90 Ω. The time of rise is 30 ns, and the decay time 50 ns.

— a millivoltmeter 66 A 3 which can measure the peak power of frequencies between 0.5 and 12 or 4 Gc/s, according to the mounting of the thermistor used. There are 4 measuring ranges, 0 to 10 mW, 0 to 30 mW, 0 to 100 mW, and 0 to 300 mW.

TACUSSEL-SOLEA offer many new instruments amongst which we recall :

— The C.R.O. curve tracer for semiconductors, TRCS, which enables the different families of curves for diodes or transistors to be traced automatically. The transistors can be connected in the common emitter connection (for collector currents from 0 to 10 A) or in the common base connection (I_e max = 2 A). The families may comprise 4, 6, 8, or 10 curves. They appear on a 130 mm cathode ray tube with a flat face plate, with an illuminated graticule with 10 × 10 divisions. The sweep can be continuous (100 or 200 per second) or it can be triggered for photography. It is possible to make measurements with an overall accuracy of 2 to 3 % of the saturation and avalanche voltages, current gains, input impedances, etc.

— The laboratory type potentiometric recorder EPL 1, is a high precision instrument. Deflection is linear, and a wide

Chez DATAPULSE (USA) toute une série de générateurs d'impulsions simples, doubles ou codées (fréquence de répétition 0,5 Hz à 40 MHz - puissance de sortie instantanée jusqu'à 50 W).

Signalons le modèle 110 impulsions simples ou doubles - fréquence de répétition 4 Hz à 40 MHz - retard : 0 à 50 ns - fronts avant et arrière réglables séparément de 5 ns à 200 ns - durée des impulsions : 10 ns à 50 ms - tension de sortie : ± 10 V sur 50 Ω.

Également un certain nombre de générateurs digitaux, dans la série 200, avec la gamme des tiroirs P 901 à P 906, qui permettent de modifier les caractéristiques de ces générateurs. Ces modèles peuvent délivrer des messages programmables et même être des simulateurs de PCM.

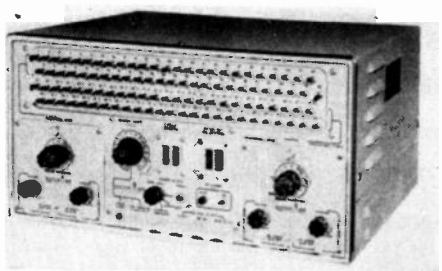


FIG. 55. — Datapulse. Générateur, type 200 M.
Generator type 200 M.

Chez DIGITAL MEASUREMENTS (GB) le modèle 2010, voltmètre numérique étalon dont la précision et la linéarité sont de $1 \cdot 10^{-5}$, mesure de 10 μV à 1,1 kV en quatre gammes - lecture directe - pleine échelle 109 999 (6 digits) - résolution : 10 μV. Affichage automatique de la polarité. Etalon de tension incorporé (précision 0,001 %) - constante de temps de conversion : 440 ms (y compris sélection de polarité). Impédance d'entrée (gammes 1 et 2) > 25 000 MΩ, autres gammes 10 MΩ ± 0,1 %. Six modes opératoires dont lecture des minimums et maximums. Sortie en code BCD.

Chez ELDORADO ELECTRONICS (USA), un appareil de conception entièrement nouvelle dans le domaine du comptage en haute fréquence, le fréquencemètre numérique 950 à lecture directe de 0 à 6,4 GHz avec possibilité d'extension de la gamme de mesures jusqu'à 18,4 GHz par adjonction du modèle 980. Sur le principe de fonctionnement la seule chose que l'on puisse dire, est que le comptage se fait en direct sans hétérodyne, ni oscillateur de transfert, ni diviseur de fréquence. Le seul réglage est celui du niveau d'entrée du trigger pour obtenir, au bout d'un temps de conversion de quelques millisecondes, l'affichage de la fréquence à mesurer. Un contrôle de parité discrimine le signal d'entrée et permet une mesure de la fréquence sans ambiguité. Cet appareil est entièrement transistorisé. Sensibilité d'entrée 50 mV eff. impédance d'entrée 50 Ω.

Stabilité pour le modèle 950 : $1 \cdot 10^{-7}$ par 24 h (7 décades).
pour le modèle 951 : $3 \cdot 10^{-9}$ par 24 h (9 décades).

Sortie codée BCD : 1 - 2 - 4 - 8.

Chez COLLINS (USA) des capteurs de déplacements linéaires à variation de mutuelle. Ils sont de deux types : modèles continus pour la mesure des très faibles déplacements linéaires (tension analogue au déplacement de ± 40 mV/mm à ± 8 V/mm - résolution jusqu'à 0,25 μ sans amplification - linéarité ≥ 0,7 % - précision ≥ 1 % - stabilité ≥ 0,1 % à court terme) ; modèles alternatifs pour la mesure des grands déplacements allant jusqu'à 3 m.

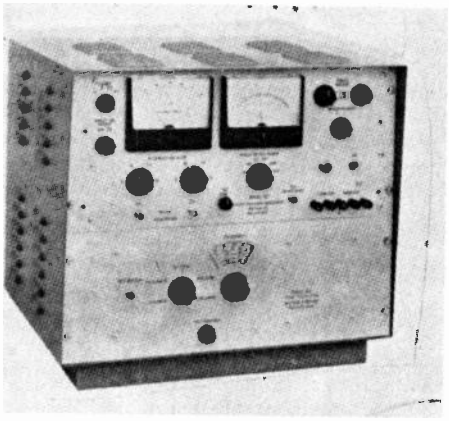


FIG. 54. — Wiltron. Phasemètre, type 321.
Phase meter type 321.

chart is used (250 mm). This instrument is fully transistorised and it presents many possibilities by the use of plug-in units. The gear box has 10 ratios, which can be selected during operation, giving paper speeds of 0.6, 1.2, 3, 6, 12, 30, 60, 120, 300 and 600 mm/min. The resolution is better than 0.1 %, the linearity better than 0.25 % and the accuracy better than 0.5 %. Calibration is by reference to a standard cell built into the equipment. The origin can be displaced by —30 % to +100 %.

Amongst the plug-in units we would mention :

D/C voltages from 0 to 12.5 mV and up to 2,500 mV.

D/C currents, with linear recording, from 0.125 μA up to 250 mA plus a calibrating voltage of 12.5 mV.

D/C currents, with logarithmic recording.

Differential variables (resistance, conductivity, pH, etc.).

Amongst the firms represented in France by TECHNIQUE ET PRODUITS we noticed :

On the BIRD ELECTRONIC (USA) stand :

— H.F. attenuators « TENULINE », Type 8325, (500 Ω, frequency 0 to 2,000 Mc/s. Attenuations, 30 or 40 dB, ± 0.5 dB. Voltage standing wave ratio max 1.2). Also Type 8329 having the same characteristics as the 8325 but suitable for a power of 2 or 4 kW.

— A large range of HF load resistors, « TERMALINE », amongst which we noted the 25 kW load, which was of small dimensions.

Finally, an alarm and protection system (Models 3127 and 3128) self contained, with its own power supply, an audible and visible alarm system, high speed breakers, and two dials indicating incident and reflected powers, one of which has an adjustment of the power level at which the alarm is given.

MICTRON had a range of magnetrons with electronic tuning for frequencies between 200 Mc/s and 4.5 Gc/s. Powers of 0.25 W to 10 W. (Power linearity ± 1.5 dB max). Linearity volts/frequency, 0.1 % — high sweep speed (greater than 500 Mc/s).

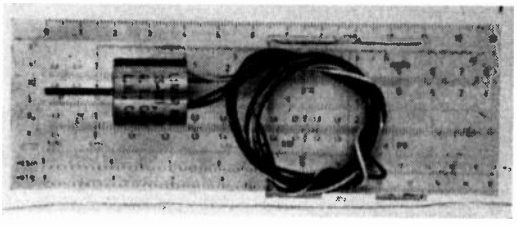


FIG. 56. — Collins. Capteur continu.
Displacement transducer.

Enfin chez EDNALITE (USA) des loupes pour oscilloscopes (expanseurs d'images) ainsi que des loupes pour manipulation sur table (et des systèmes de visionnage par diffusion de la lumière à travers un verre dépoli (circuits subminiature, micro-modules). En ce qui concerne l'expanseur d'images pour oscilloscopes, il se caractérise par une vision très claire et sans déformation de l'oscillogramme et peut s'adapter rapidement sur tous les oscilloscopes.

L'alimentation TEK-ELEC MCI-0-6-500, distribué par TECHNIQUE ET PRODUITS, fournit une tension de sortie réglable de 0 à 6 V, par commutateurs calibrés en volts, en 1/10 de volt, et par vernier 10 tours. La résolution de l'affichage est de 100 μV. Le courant de sortie est réglable de façon continue de 0 à 500 mA. La régulation est de 100 μV, ou $2 \cdot 10^{-5}$ pour ± 15 % de variation secteur, et pour des variations de charge de 0 à 100 %. La dérive est inférieure à 100 μV sur 8 h, à charge, température et secteur constants. La tension d'ondulation et de bruit, est inférieure à 100 μV crête à crête et le temps de réponse est plus petit que 50 μs pour une variation de charge de 0 à 100 %. La protection est assurée par une limitation de courant réglable de 3 % à 110 % de I max. Un téléréglage de la tension de sortie a été prévu.

TEKTRONIX (USA), représenté par RTI. nous propose parmi ses nouveautés l'oscilloscope type 422 de 16 cm de hauteur, 25 cm de largeur et 45 cm de profondeur pesant environ 13 kg. Cet oscilloscope a une bande passante de 0 à 15 MHz et une sensibilité de 10 mV/division.

Nous avons également fait la connaissance de l'oscilloscope type 567 qui permet d'avoir une lecture numérique d'un signal en même temps que sa représentation conventionnelle sur un tube d'oscilloscope. Par exemple, il est possible de mesurer exactement des temps séparant deux impulsions, ces temps pouvant s'échelonner entre quelques picosecondes et plusieurs microsecondes. On peut également mesurer le temps de montée ou le temps de descente d'une impulsion (de 10 % à 90 % de la valeur de l'impulsion, ou bien de 20 % à 80 %, etc.).

Au stand TELCO nous avons noté le Mégascope multitrace MS 23 constitué par un oscilloscope à tube cathodique de 59 cm, et un échantillonneur. L'oscilloscope a une bande passante de 0 à 1 500 Hz avec deux options de balayage : BH 5 -

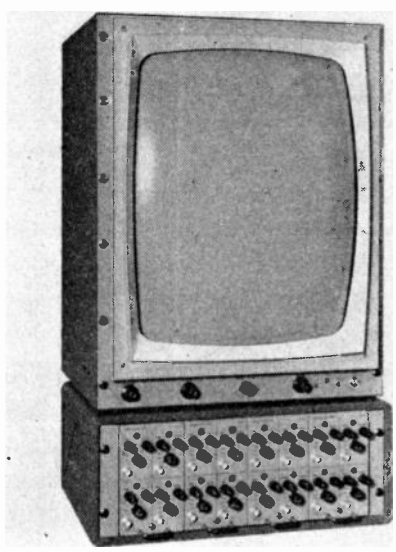


FIG. 57. — Telco. Mégascope multitrace, type MS 23.
Multitrace magoscope, type MS 23.

MELABS (USA) has a series of miniature circulators, of *T* and *Y* form, with 3, 4, and 5 ports, covering the range 30 to 1,000 Mc/s, according to the type.

WILTRON Co (USA) showed phase meters capable of measuring phase, gain, and amplitude at hyperfrequencies. The model 321 extends these measurements in the range 2.5 to 400 Mc/s with 2 plug-in units. It finds an interesting application in the study of the I.F. bands.

DATAPULSE (USA) exhibited a series of generators for single and double pulses and for coded pulses with a pulse repetition rate of 0.5 c/s up to 40 Mc/s. Instantaneous output power up to 50 W.

Let us point out the single or double pulse model 110. Pulse repetition rate 4 c/s to 40 Mc/s. Delay 0 to 50 ns. Leading and trailing edges separately adjustable from 5 ns to 200 ns. Pulse duration, 10 ns to 50 ns. Output voltage ± 10 V to 50 Ω.

Also, a certain number of digital generators in the 200 series, with the range of plug-in units P 901 to P 906, which allow the characteristics of these generators to be modified. These models can send programmable messages and can even act as P.C.M. simulators.

DIGITAL MEASUREMENTS (GB) have the model 2010 standard digital voltmeter, with an accuracy and a linearity of 1×10^{-5}. It measures from 10 μV to 1.1 kV in 4 ranges, without auxiliary equipment. Full scale 109, 999 (6 digits). Resolution 10 μV. Automatic indication of polarity. Voltage standard incorporated (accuracy 0.001 %). Time of conversion 440 ms (including polarity selection). Input impedance (ranges 1 & 2) greater than 25,000 MΩ other ranges, 10 MΩ ± 0.1 %. Six operational modes, including readings of minima and maxima. Output in B.C.D.

ELDORADO ELECTRONICS (USA) exhibited an instrument of an entirely novel conception the field of high frequency counting. This is the N° 950 digital frequency meter, direct reading from 0 to 6.4 Gc/s, with the facility for extending the range up to 18.4 Gc/s by the addition of the model 980. Concerning the operating principle, all that one can say is that the counting is done without heterodyning, or transfer oscillator, or frequency divider. The only adjustment is that of the input level to the trigger, in order to obtain, after a conversion period of some milliseconds, the display of the frequency to be measured. A parity check discriminates the input signal, and enables an unambiguous frequency measurement to be made. The apparatus is fully transistorised. Input sensitivity 50 mV r.m.s. Input impedance, 50 Ω. Stability of Model 950, $1 \cdot 10^{-7}$ per 24 hours, (7 decades) for Model 951, $3 \cdot 10^{-9}$ per 24 hours, (9 decades). Output coded B.C.D. : 1, 2, 4, 8.

COLLINS (USA) have linear displacement transducers, based on the variation of mutual inductance. They are of two types : d/c models for the measurement of very small linear displacement ; voltage analogue of displacement ± 40 mV/mm to ± 8 V/mm ; resolution up to 0.25 μ without amplification ; linearity 0.7 % or better. Accuracy 1 % or better ; Stability 0.1 % or better, in the short term. A/C models for the measurement of large displacements, up to 3 m.

Finally EDNALITE (USA) exhibited magnifiers for oscilloscopes (image expanders) as well as lenses for manipulation on the bench. Also systems of illumination by diffusion of light through ground glass for work on subminiature circuits, micro modules, etc. Concerning the expansion of the image of an oscilloscope, this is characterised by very clear vision, without distortion of the oscillogram, and the devices can be quickly adapted to all oscilloscopes.

The TEK-ELEC MCI-0-6-500 power distributed by TECHNIQUE ET PRODUITS delivers an output voltage which is adjustable

balayage industriel à six vitesses calibrées (20-50-100-200-500 et 1 000 ms/cm) avec un amplificateur X ayant une sensibilité de 1 V/cm; et BH 1 - balayage médical à quatre vitesses calibrées (25 - 50 - 100 et 200 mm/s). L'échantillonneur peut recevoir quatre tiroirs enfichables. Quatre voies peuvent être groupées dans l'amplificateur de voie AV 5, dont la sensibilité est réglable de 10 mV/cm à 5 V/cm. Huit voies peuvent être groupées dans l'amplificateur de voie AV 1 dont la sensibilité est de 1 V/cm. Cet ensemble permet d'observer jusqu'à 32 phénomènes, par échantillonnage à 20 kHz.

TELEQUIPMENT (GB) représenté par ANTARÈS, expose un « oscilloscope calibrator » type C 1 qui est un générateur de signaux calibrés nécessaires à l'alignement complet d'un oscilloscope. L'appareil fournit des signaux carrés à 100 kHz ou 1 MHz dont l'amplitude est réglable de 0 à 0,5 V sur 75 Ω, des signaux carrés à 1 kHz ou 10 kHz d'amplitudes variables par bonds de 5 mV à 100 V, et des impulsions de marquage de temps.

Au stand TELONIC, représenté par les EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES, nous avons noté :

— La série de vobulateurs PD 2 - PD 3 et PD 8, d'une puissance de 4 W, qui couvre la gamme 20 à 1 010 MHz. Ces appareils fonctionnent en : vobulé, sinusoïdal pur, vobulé modulé et sinusoïdal modulé. Un contrôle automatique du niveau évite toute variation de fréquence, même au maximum de vobulation. La référence zéro est visualisée, et il est possible d'inclure des marqueurs à fréquence fixe, ou des marqueurs d'intervalles.

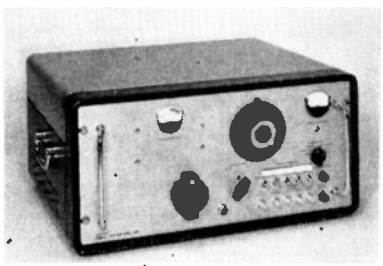


FIG. 59. — Telonic. Vobulateur, type PD 8.
Wobbulator, type PD 8.

— Deux tiroirs transistorisés pour vobulateur universel SM 2000. Il s'agit des tiroirs VR - 2 M (200 Hz à 12 MHz) et VR - 50 M (500 MHz à 1 000 MHz) dont la récurrence de vobulation peut varier entre 1/100 Hz et 100 Hz et dont le niveau de sortie est plat à 0,5 dB près. Ces tiroirs fonctionnent

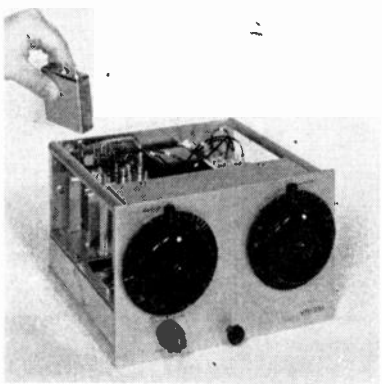


FIG. 60. — Telonic. Tiroir transistorisé, type VR-2 M pour vobulateur SM 2000.
Transistorised plug-in unit, type VR-2 M, for wobbulator SM 2000.

from 0 to 6 V, by means of switches calibrated in volts and tenths of a volt, together with a vernier of 10 turns. The resolution of the display is 100 μV. The output current can be continuously adjusted from 0 to 500 mA. The regulation is 100 μV or $2 \cdot 10^{-5}$, for ± 15 % change in main voltage, and for load variations from 0 to 100 %. The drift is less than 100 μV in 8 h, under constant load, temperature and mains voltage conditions. The noise and ripple voltage is less than 100 μV, peak to peak and the response time is less than 50 μs for a load charge from 0 to 100 %. Protection is assured by current limitation which can be set between 3 % and 110 % of I_{max}. Provision has been made for remote control of the output voltage.

TEKTRONIX (USA), represented by R.T.I., offer amongst their new products the Type 422 oscilloscope which is 16 cm high, 25 cm wide, and 45 cm in depth, weighing about 13 kg. This oscilloscope has a pass band of 0 to 15 Mc/s and a sensitivity of 10 mV/division.

We also made the acquaintance of the Type 567 oscilloscope which allows of a numerical reading of a signal at the same time as its conventional representation on an oscilloscope tube. For example it is possible to measure exactly the times

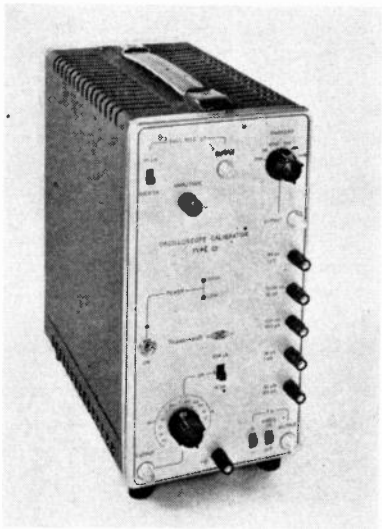


FIG. 58. — Telequipment. Oscilloscope calibrator, type C 1.

separately of two pulses, these times being able to vary from some pico seconds to several micro seconds. Also, one can measure the times of rise and decay of a pulse (from 10 % to 90 % of the value of the pulse, or 20 % to 80 %, etc.).

On the TELCO stand, we noticed the multi trace magoscope MS 23, comprising an oscilloscope with a 59 cm cathode ray tube, and a sampler. The oscilloscope has a pass band of 0 to 1,500 c/s, with two optional sweeps, BH 5 - industrial sweep with 6 calibrated speeds (20, 50, 100, 200, 500 and 1,000 ms/cm) with an X amplifier having a sensitivity of 1 V/cm, and BH 1 - medical sweep with 4 calibrated speeds (25, 50, 100 and 200 mm/s).

The sampler can receive 4 plug-in units. Four channels can be grouped in the channel amplifier AV 5, which has a sensitivity adjustable from 10 mV/cm to 5 V/cm. Eight channels can be grouped in the channel amplifier AV 1, which has a sensitivity of 1 V/cm. This outfit permits the observation of up to 32 phenomena, by sampling at 20 kc/s.

TELEQUIPMENT (GB) represented by ANTARES, exhibit an « oscilloscope calibrator », Type C 1, which is a generator of the calibrating signals necessary for the complete alignment of an oscilloscope. The instrument furnishes square signals at

en vobulé et en sinusoïdal (modulés ou non dans les deux cas). Les versions standard sont équipées d'un marqueur variable permettant de couvrir toute la gamme. Ces deux tiroirs qui viennent s'ajouter aux dix-neuf précédents permettent au vobulateur SM 2000 de résoudre de nombreux problèmes de vobulation.

— Le nouveau modèle d'atténuateur TA 109 qui couvre la bande 0 - 1000 MHz et dont l'atténuation maximum de 109 dB, réalisée par bonds de 1 dB ou 10 dB, est affichée directement à travers une fenêtre. La perte d'insertion est inférieure à 0,25 dB à 400 MHz, et à 0,45 dB à 900 MHz. Son impédance est de 50 Ω.

— Le SKAN-A-SKOPE-SK 1 est un oscilloscope dont l'écran de 22×32 cm permet de visualiser, et de mesurer, les différentes courbes caractéristiques des appareils à étudier : courbes de réponse, affaiblissement d'insertion, taux d'ondes stationnaires, etc. Trois entrées *Y* sont prévues : deux à haute sensibilité (1 mV/cm à 1 V/cm - Bande 0 - 10 kHz), et une à sensibilité moyenne (25 mV/cm). L'entrée *X* a une sensibilité de 100 mV/cm crête à crête avec une bande de 0 à 1 kHz. L'entrée du marqueur nécessite un signal de 50 mV sur 10 kΩ. Bien entendu l'utilisation d'un générateur de balayage, de détecteurs, coupleurs filtres et rhotectors, est nécessaire suivant les mesures envisagées.

— Le marqueur de fréquence TMS 1, entièrement transistorisé, qui couvre la gamme 5 MHz à 10 GHz et qui fournit un pip chaque 5 - 10 - 50 ou 100 MHz avec une précision de 0,001 %.

— Les filtres accordables hyperfréquences miniatures qui couvrent la bande de 2 à 4 GHz, avec cadrans à lecture directe dont la précision de lecture est meilleure que ± 1 %. Ces nouveaux filtres réalisés en versions à 3 ou 5 cellules ont une largeur de bande à 3 dB de 5 % ± 1 % de la fréquence centrale. L'impédance nominale est de 50 Ω et le T.O.S. maximal de 2. La perte d'insertion varie de 0,4 à 1 dB suivant le modèle.

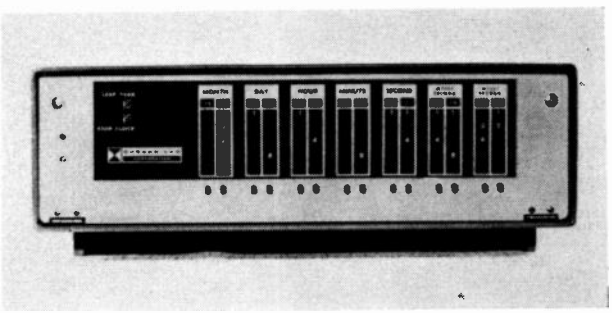


FIG. 61. — Vidéon. Horloge-calendrier Digital électronique, série 10 000-19 000.

Electronic digital calendar type clock, of the 10,000-19,000 series.

Au stand VIDÉON PROFESSIONNEL, qui représente CHRONO-LOG CORPORATION (USA) spécialiste des horloges, calendriers et compteurs numériques, nous avons noté :

— Les horloges de la série 1000-9000 qui fournissent des informations de temps, de dates ou de comptes, aux calculateurs, ordinateurs digitaux, systèmes digitaux d'affichage de temps, systèmes de télémétrie et matériels de contrôle. Ces appareils peuvent être utilisés en programmateurs.

— Les horloges de la série 10000 - 19000 qui délivrent des informations digitales du temps dans les codes décimaux BCD, ou binaire pur. Une grande variété de gammes de temps, de résolutions et de sorties est disponible. L'horloge calendrier type indique les mois, jours, heures, minutes, secondes et millisecondes. La précision de la base de temps est de 10^{-6} par semaine, après 3 mois de fonctionnement si un oscillateur interne est utilisé.

100 kc/s or 1 Mc/s, whose amplitude can be adjusted from 0 to 0.5 V in 75 Ω, square signals at 1 kc/s or 10 kc/s whose amplitudes can be adjusted by steps of 5 mV to 100 V, and time marker pulses.

On the TELONIC Stand, represented by les EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES :

— The series of wobulators, PD 2, PD 3 and PD 8, having a power of 4 W, and covering the range 20 to 1,010 Mc/s. These instruments function in the following modes - wobbulated, pure sinusoidal, wobbulated modulated and sinusoidal modulated. Automatic level control avoids all variation of frequency, event at the maximum wobbulation. The reference zero is marked, and it is possible to include fixed frequency markers or interval markers.

— Two transistorised plug-in units for the universal wobbulators SM 2000. These are units VR - 2 M (200 c/s to 12 Mc/s) and VR - 50 M (500 Mc/s to 1,000 Mc/s) with which the wobbulation reccurrence can vary between 1/100 c/s and 100 c/s, and whose output level is flat within about 0.5 dB. These units function wobbulated or sinusoidally, (modulated or unmodulated in both cases). The standard versions are equipped with a variable marker permitting the whole range to be covered. These two units have just been added to nineteen previous units, enabling the SM 2000 wobbulator to solve numerous wobbulation problems.

— The new attenuator model TA 109, which covers the band 0 to 1,000 Mc/s, with a maximum attenuation of 109 dB in steps of 10 dB and 1 dB, which is read directly through a window. The insertion loss is less than 0.25 dB at 400 Mc/s, and less than 0.45 at 900 Mc/s. The impedance is 50 Ω.

— The SKAN-A-SKOPE, SK 1, is an oscilloscope with a 22×32 cm screen which enables the different characteristic curves of equipment under investigation to be shown and measured : response curves, insertion loss, voltage standing wave ratio, etc. Three *Y* inputs are provided, two of high sensitivity (1 mV/cm to 1 V/cm, band 0 to 10 kc/s), and one of medium sensitivity (25 mV/cm). The *X* input has a sensitivity of 100 mV/cm, peak to peak, with a band of 0 to 1 kc/s. The marker input requires a signal of 50 mV to 10 kΩ. Of course, the use of a sweep generator, of detectors, couplers, filters, etc. is necessary according to the measurements envisaged.

— The frequency markers TMS 1, completely transistorised, covering the frequency range 5 Mc/s to 10 Gc/s, and providing a « pip » every 5, 10, 50 or 100 Mc/s, with an accuracy of 0.001 %.

— The adjustable miniature hyperfrequency filters, which cover the band 2 to 4 Gc/s, with direct reading dials giving a reading accuracy of better than ± 1 %. These new filters are produced in 3 or 5 section versions and have a 3 dB band width of 5 % ± 1 % of the mid frequency. The nominal impedance is 50 Ω, and the voltage standing wave ratio is 2 maximum. The insertion loss varies from 0.4 to 1 dB according to the model.

VIDEON PROFESSIONNEL, who represent CHRONO - LOG CORPORATION (USA), the specialists in clocks, calendars and digital counters, were exhibiting :

— clocks of the 1,000 - 9,000 series which give information on time, dates or counts to computors, digital time display systems, telemetry systems, etc. These instruments can be used as programmers.

— clocks of the 10,000 to 19,000 series which deliver digital time information in BCD or in pure binary code. A large variety of time ranges, resolutions and outputs is available.

The calendar type clock indicates month, day, hour, minute, second and millisecond. The accuracy of the time base is 10^{-6} per week after 3 months operation if an internal oscillator is used.

SALON INTERNATIONAL D'ÉLECTROACOUSTIQUE

L'évolution générale des matériels se fait dans les directions suivantes :

1) Transistorisation progressive des amplificateurs — elle se fait lentement surtout sous forme de sous-ensembles modulaires (préampli - ampli - alimentation régulée).

Développement des modules chez COMPELEC (CGE), SCAME (Aubervilliers), GORLER (Allemagne). Création chez JASON (France). TELECSON (France).

2) Intégration de sous-ensembles Platine T.D. + Préampli + Ampli + Alimentation en coffret unique, évolution logique facilitée par la transistorisation

en développement chez BRAUN

en création chez THORENS - PIZON-BROS.

3) Convergence des recherches vers une formule de qualité moyenne aux alentours de 2 500 F qui permet d'attirer la clientèle des meubles-combinés (allemands en particulier) vers une meilleure qualité technique en sacrifiant le meuble traditionnel. Dans ce cas, on vante les nouveaux mérites des enceintes miniatures logeables partout.

4) Prolifération des enceintes acoustiques miniatures. Développement lent mais constant des électrostatiques, freiné par un prix de revient élevé ; il faut signaler toutefois l'effort d'un Constructeur Japonais pour fabriquer un électrostatique non push-pull avec asservissement.

La technique d'asservissement est maintenant appliquée avec succès dans des ensembles à deux voies GE-GO.

5) Pour les amateurs de haute qualité, développement de nouveaux éléments à caractéristiques professionnelles :

Bras de lecture P77 de LENCO (Suisse).

Tourne-disque GARRARD 401 (Angleterre).

Tourne-disque GOLDRING 88.

On remarque surtout l'effort de présentation esthétique industrielle qui compte autant que les qualités techniques proprement dites.

INTERNATIONAL SALON OF ELECTRO-ACOUSTICS

The general trend is in the following directions :

1) The progressive transistorisation of amplifiers — this is occuring slowly and mostly along the lines of modular sub-assemblies (pre-amp, amp, regulated power supply).

Module development by COMPELEC (CGE), SCAME (Aubervilliers), GORLER (Germany). Construction by JASON (France). TELECSON (France).

2) Integration of subassemblies, turn table, + pre amp + amp + power supply, in a single case. This is a logical development, facilitated by transistorisation

Development by BRAUN.

Construction by THORENS - PIZON-BROS.

3) Concentration of research towards a medium quality product in the region of 2,500 F which will attract clientele who normally use combined cabinet equipment (German in particular) towards better technical quality by giving up the traditional cabinet. In this case, stress is placed on the new merits of miniature enclosures which can be placed anywhere that may be desired.

4) Proliferation of miniature acoustic enclosures. Slow but steady development of electrostatic speakers, retarded by high production costs. Attention must be drawn to the efforts of a Japanese manufacturer to produce a non push - pull electrostatic speaker with feed back.

The feed back technique is now being applied with success in two channel equipments, GE-GO.

5) The development of new items having professional characteristics for high fidelity enthusiasts.

Pick-up arm P 77, by LENCO (Switzerland).

Turn-table GARRARD 401 (England).

Turn-table GOLDRING 88.

Above all it is noticeable that much effort is being devoted to aesthetic industrial presentation, which is equally as important as technical qualities.

PETITES ANNONCES

688 — La C. Division professionnelle d'une importante société de FABRICATION ÉLECTRONIQUE

désire confier

création et responsabilité d'un réseau de VENTE de MATÉRIEL PROFESSIONNEL à

INGÉNIEUR COMMERCIAL

— Diplômé Gde Ec. Radio, électronique ou Télécomm.

— Justifiant expér. plusieurs années d'activité TECHNICO COMMERCIALE et de responsabilité réseau V.R.P.

— Connaissant bien les milieux industriels et grandes Administrations

ANGLAIS technique indispensable + ALLEMAND si possible.

Lieu de travail : proche banlieue SUD PARIS

Ecrire première lettre avec CV détaillé, et photo en indiquant prétentions au service D 560 OE

PLEIN EMPLOI

118, rue Réaumur Paris-2e

Réponse à ttes lettres, discrétion absolue.

689 C. —

Import. Société Porte SUD PARIS développant sa DIVISION ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE

recherche pour

ÉTUDE de MATÉRIEL NOUVEAU

INGÉNIEUR

27-30 ans, diplômé Grande Ecole ou Université, disposant de quelque expérience dans les domaines impulsions, circuits logiques et digitaux, mesure numérique.

Ecrire avec CV détaillé au service D 565 OE

PLEIN EMPLOI

118, rue Réaumur Paris-2e qui transmettra.

AUGUSTE-C. RAES
Ingénieur civil A.I.Lg. A.I.M.

ISOLATION SONORE
ET
ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

Problèmes techniques
et
solutions pratiques

Un volume de 384 pages, 16×24 cm, relié pleine toile. Prix: 70 F.

DONNÉES GÉNÉRALES SUR LES SONS, LES BRUITS ET LES VIBRATIONS
(propriétés et mesures)

*

LA PROPAGATION DES SONS DANS LES BATIMENTS

*

PRATIQUE DES MATÉRIAUX

*

L'ABSORPTION DES BRUITS DANS LES LOCAUX

*

LA RÉALISATION D'IMMEUBLES INSONORES

*

L'ACOUSTIQUE DES SALLES

Editions CHIRON 40, rue de Seine - PARIS

CCP 53-35 Paris

OJD
DIFFUSION · PUBLICITÉ

Le Tirage et la Diffusion
de
L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par

L'OFFICE DE JUSTIFICATION
DE LA
DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ

Une nouvelle méthode de calcul graphique basée sur les propriétés des triangles équilatéraux. N'importe quel problème mis en équation sera résolu d'une manière simple et rapide grâce aux :

S E X T I L S

de

P. DEJUSSIEU-PONTCARRAL
Ingénieur E.S.E.

1 fascicule 21 × 27 de 48 pages — 32 planches et figures

12,00 F dans les librairies techniques

13,00 F port compris chez l'éditeur :

Editions Chiron, 40, rue de Seine, **Paris-VI^e^**

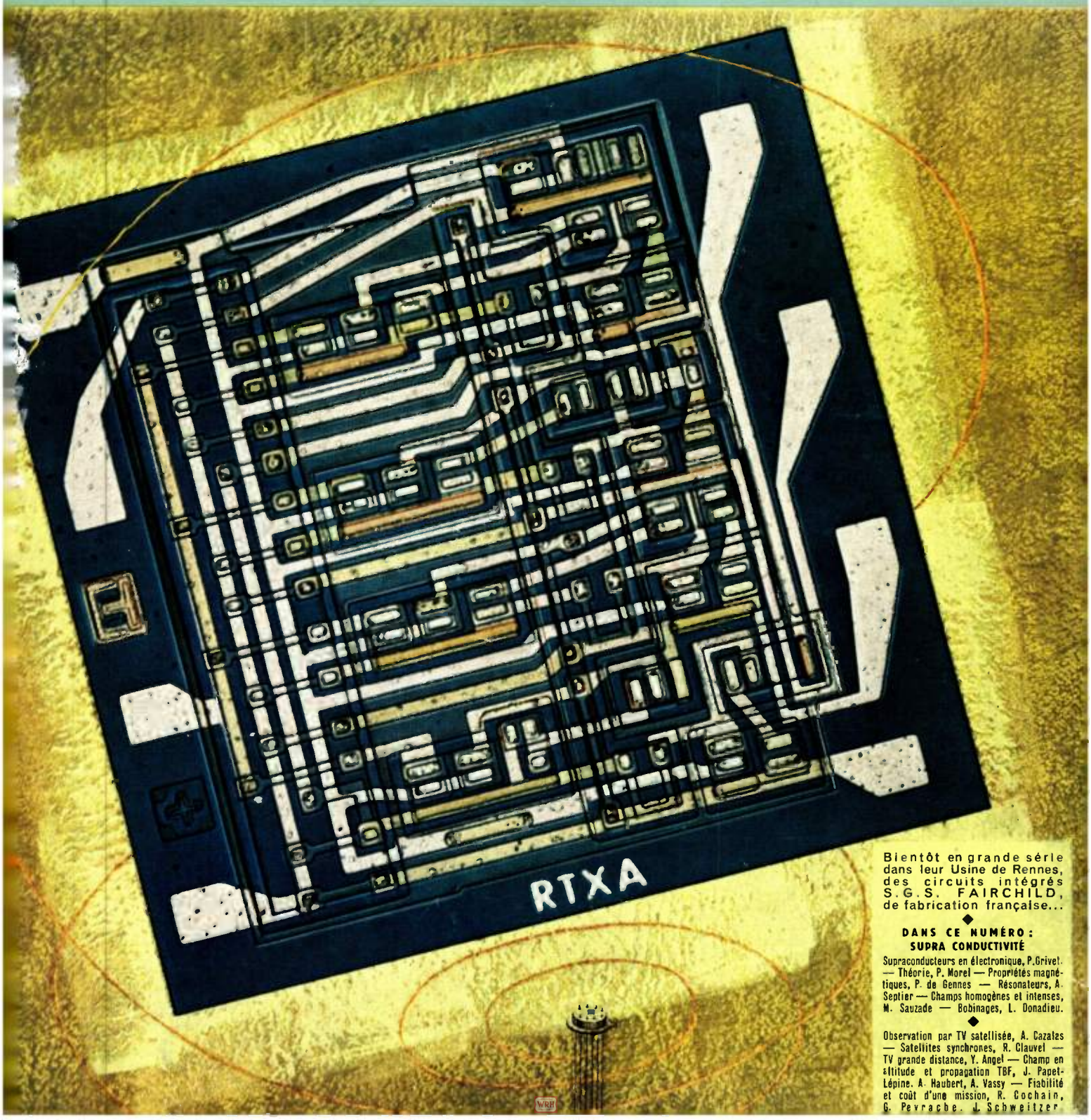
C.C.P. 53.35 Paris

LITTON ENGINEERING LABORATORIES,
OCT 2 2 1965

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 460-461
JUILLET - AOUT 1965
PRIX : 10 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Bientôt en grande série dans leur Usine de Rennes, des circuits intégrés S.G.S. FAIRCHILD, de fabrication française...

◆

DANS CE NUMÉRO :

SUPRA CONDUCTIVITÉ

Supraconducteurs en électronique, P. Grivet. — Théorie, P. Morel — Propriétés magnétiques, P. de Gennes — Résonateurs, A. Septier — Champs homogènes et intenses, M. Sauzade — Bobinages, L. Donadieu.

◆

Observation par TV satellisée, A. Cazalas — Satellites synchrones, R. Clauvel — TV grande distance, Y. Angel — Champ en altitude et propagation TBF, J. Papet-Lépine. A. Haubert, A. Vassy — Fiabilité et coût d'une mission, R. Cochain, G. Pevrache. J. Schweitzer.

oscilloscope du continu à 1000 MHz EN DIRECT

ÉPAISSEUR DU SPOT <12/100 mm
POUR UN NIVEAU DE LUMINANCE DE 350 NITS

SURFACE D'OBSERVATION : RECTANGLE 8 x 2 cm

BANDE PASSANTE : DU COURANT CONTINU à 1000 MHz

TEMPS DE MONTÉE : DE L'ORDRE DE 0,35 ns

IMPÉDANCE D'ENTRÉE : 100 Ω

VITESSE DE BALAYAGE (ÉTALONNÉE) : 2 ns/cm à 1 µs/cm

RETARD DE BALAYAGE : 0 à 35 ns

SYNCHRONISATION EFFICACE JUSQU'AU DELA DE 1000 MHz

GÉNÉRATEURS DE MARQUAGE ET D'IMPULSIONS INCORPORÉS

A LARGE BANDE

CARACTÉRISTIQUES :

Déviation verticale : attaque des plaques en direct - Dispositif spécial de retard (40 nanosecondes) incorporé.
Bande passante : du courant continu à plus de 1000 MHz - **Temps de montée** : de l'ordre de 0,15 ns.
Sensibilité : de l'ordre de 10 V cm - Entrée sur fiche coaxiale Zc-100 Ω.
Déviation horizontale : 9 vitesses de balayage étalonnées : 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 et 1000 ns cm ± 3% - En déclenché ou en synchronisé (sur signaux périodiques jusqu'au delà de 1000 MHz).
Balayage monocoup
Retard du balayage : ..... de 0 jusqu'à 35 ns environ
Signaux de déclenchement : ..... intérieurs ou extérieurs
Circuits auxiliaires : Générateur d'impulsions unité - Générateur de marquage en temps (50 et 500 MHz) et d'impulsions (durée : 10 ns - Temps de montée : 0,6 ns - 15 volts - 50 ohms).
Signaux délivrés : un "top" simultané avec le signal de déclenchement – un signal de "porte" retardée, de même durée que le balayage.
Fixation de caméra :..... monture standard
Dimensions hors-tout (avec possibilité de montage en rack) 400 x 444 (ou 483) x 643.

DOCUMENTATION COMPLÈTE ET PRIX FRANCO SUR DEMANDE

Agence PUBLÉDITEC-DOMENACH 449

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER • TRAPPES (S.-&-O.) • TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 LIGNES GR.)

FERISOL

ETS GEFFROY & CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 3.250.000 F

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION
S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION
ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F.
C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso "extrait des statuts".

*

PUBLICITÉ
Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Considérablement grossi, ce circuit intégré SGS-Fairchild de type DTL, comprend l'équivalent de 4 transistors, 10 diodes et 8 résistances sur une plaquette de silicium de 2 mm². Il réalise la fonction logique d'une double porte.

SGS-Fairchild S.A.
38, rue de l'Yvette, Paris-16e
Tél. BAS 86.50

45e année **Juillet-Août 1965** 10 F
N° 460

SOMMAIRE

Les supraconducteurs en électronique 907
P. GRIVET

Introduction à la théorie de la supraconductivité 912
P. MOREL

Propriétés magnétiques des supraconducteurs de deuxième espèce 926
P.G. DE GENNES

Les résonateurs supraconducteurs et leurs applications 932
A. SEPTIER

Production de champs magnétiques homogènes et intenses, à l'aide de supraconducteurs. Application à la résonance magnétique nucléaire 946
M. SAUZADE

Etudes de quelques problèmes relatifs aux bobinages en câbles supraconducteurs 958
L. DONADIEU

Observation terrestre par télévision satellisée 966
A. CAZALAS

Les satellites synchrones de télécommunications : une visite à la Hughes Aircraft Company 974
R. CLAUVEL

Quelques aspects nouveaux de la transmission de télévision à grande distance : liaisons terriennes et liaisons par satellites 980
Y. ANGEL

Bases techniques d'une étude de champ en altitude et de la propagation d'ondes T.B.F. 994
A. HAUBERT, J. PAPET-LÉPINE, A. VASSY, E. VASSY

Influence de la fiabilité du matériel sur le coût d'une mission 1002
R. COCHAIN, G. PEYRACHE, J. SCHWEITZER, M. SCHWOB

Informations et documentation technique. Communiqués et bibliographie 1011

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la C.F.T.H.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. DU CASTEL	M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. POTTIER	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES SUPRACONDUCTEURS EN ÉLECTRONIQUE, par P. GRIVET, *Professeur à la Faculté des Sciences d'Orsay, Président de la S.F.E.R.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 907 à 911).

Dans cette introduction aux articles suivants, on résume les propriétés fondamentales des supraconducteurs, de première et de seconde espèce. On insiste, pour une bonne compréhension de ce sujet difficile, sur l'importance de théories récentes, en particulier on définit les notions de quasiparticules, ainsi que les longueurs fondamentales $(\lambda)_L$ *et* ξ.

INTRODUCTION A LA THÉORIE DE LA SUPRACONDUCTIVITÉ, par P. MOREL, *Professeur au Laboratoire d'Aéronomie du CNRS.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 912 à 925).

L'auteur s'est efforcé de donner une explication théorique simple et pourtant complète du phénomène de supraconductivité. Il montre d'abord comment la réponse d'un système quantique de N particules peut être représentée par une série de modes propres d'oscillations analogues au mouvement des molécules individuelles d'un fluide classique. La transition d'un tel système quantique de l'état normal (gaz de Fermi) à l'état supraconducteur altère profondément la nature de ces modes propres et, par voie de conséquence, modifie d'une façon spectaculaire les propriétés macroscopiques du fluide. L'auteur calcule explicitement quelques unes de ces modifications et, en particulier, établit l'équation fondamentale de Bardeen Cooper et Schrieffer.

PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DES SUPRACONDUCTEURS DE DEUXIÈME ESPÈCE, par P.G. DE GENNES. *Physique des Solides, Faculté des Sciences. Orsay (S.-et-O.).* L'Onde Electrique, juillet-août 1965 (pages 926 à 931).

On définit la supraconductibilité de deuxième espèce et on expose ses propriétés macroscopiques particulières, en se limitant à celles qui sont intéressantes pour les applications actuelles, c'est-à-dire la production de champs magnétiques très élevés (on laisse de côté le troisième domaine de champ, où la supraconductibilité redevient superficielle). On décrit ensuite l'état tourbillonnaire, qui permet aux filaments de courant de pénétrer dans toute la section du supraconducteur ; les propriétés microscopiques des tubes de tourbillon permettent ensuite d'expliquer les apparences macroscopiques et dans une certaine mesure de prévoir le comportement des divers composés en fonction de leur structure électronique à l'état normal. Enfin on explique l'apparition d'une dissipation de chaleur, liée à la migration des tubes de tourbillon à travers le réseau. En effet un tube de tourbillon n'est lié au réseau que par ses défauts et ceci avec une énergie de liaison faible ; dans le phénomène de « quenching » cette liaison est rompue par la force de Lorentz, les tubes de tourbillon diffusent plus ou moins vite à travers le réseau et l'énergie des liaisons rompues apparaît finalement sous forme de chaleur.

LES RÉSONATEURS SUPRACONDUCTEURS ET LEURS APPLICATIONS, par A. SEPTIER, *Directeur Scientifique, Faculté des Sciences d'Orsay.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 932 à 945).

La résistance de surface en hyperfréquences d'un métal supraconducteur refroidi en dessous de la température critique décroît brutalement, et tend vers zéro avec T, si la fréquence utilisée ne dépasse pas quelque 10^4 *MHz. A 3 000 MHz, et avec du plomb ultra-pur, le coefficient de surtension à vide d'une cavité résonnante peut atteindre* 2.10^8 *à 4,2 °K, et quelque* 10^9 *à 1,8 °K (au lieu de* 6.10^4 *avec du cuivre à* $T = 300$ *°K). Cette amélioration considérable de la conductivité permet d'envisager la réalisation d'oscillateurs hyperfréquences à très haute stabilité, et de guides à très faibles pertes pour accélérateurs linéaires de particules.*

PRODUCTION DE CHAMPS MAGNÉTIQUES HOMOGÈNES ET INTENSES A L'AIDE DE SUPRACONDUCTEURS. APPLICATION A LA RÉSONANCE MAGNÉTIQUE NUCLÉAIRE, par M. SAUZADE, *Maître de Recherches au CNRS* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 946 à 957).

En résonance magnétique nucléaire, il est nécessaire de disposer d'un champ magnétique très homogène et très stable pour obtenir une bonne résolution des raies spectrales, et d'un champ magnétique de forte intensité pour améliorer la sensibilité. Ces qualités peuvent être obtenues assez aisément en utilisant un bobinage en fil supraconducteur.

L'auteur décrit un solénoïde à effet de bouts compensé donnant un champ maximal de 58 000 G avec une homogénie de l'ordre de 10^{-7} *dans un volume de 100 mm³. Le solénoïde ainsi réalisé a permis de résoudre très correctement la structure de la raie de l'alcool éthylique à 150 MHz.*

ÉTUDES DE QUELQUES PROBLÈMES RELATIFS AUX BOBINAGES EN CABLES, par L. DONADIEU, *Docteur ès Sciences, Centre de Recherche de la Compagnie Générale d'Electricité, Marcoussis (Seine-et-Oise).* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 958 à 965).

L'auteur montre l'intérêt technologique du câble multibrins pour la réalisation des bobinages supraconducteurs et les possibilités offertes par de tels bobinages, en particulier dans le domaine de la résonance magnétique.

L'influence des effets dimensionnels du bobinage et de l'hystérésis magnétique des matériaux supraconducteurs sur l'homogénéité des bobinages à champs magnétiques intenses est examinée.

L'auteur étudie ensuite la réalisation, la mise en œuvre et les performances de ces bobinages, ainsi que leur protection.

OBSERVATION TERRESTRE PAR TÉLÉVISION SATELLISÉE, par A. CAZALAS, *ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur en chef de la Compagnie des Compteurs.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 966 à 973).

L'observation terrestre par télévision satellisée exige la solution de divers problèmes.

La mise sur orbite du satellite et son orientation initiale sont assurées par la fusée de lancement.

L'orientation du satellite sur sa trajectoire peut être réalisée par effet gyroscopique ou par utilisation du champ de gravité. Chacune de ces méthodes offre plusieurs variantes, liées au choix du système de télévision.

Description succincte des caméras de télévision utilisées par les satellites Tiros et Nimbus. Résultats d'essais d'un système de télévision lente évitant les inconvénients d'une cible à très grand isolement.

L'enregistrement du signal d'images sur un ruban magnétique est nécessaire pour transmettre les signaux aux stations de réception.

On indique les performances imposées aux systèmes d'émission et de réception du signal.

Enfin on décrit un banc d'essai des satellites.

Dans sa conclusion, l'auteur souhaite que les spécialistes européens de télévision puissent collaborer aux intéressants travaux poursuivis par les U.S.A. dans le domaine de la télévision satellisée.

LES SATELLITES SYNCHRONES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS (UNE VISITE A LA HUGHES AIRCRAFT CY), par R. CLAUVEL, *ancien élève de l'école Polytechnique.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 974 à 979).

L'auteur fait un bref compte rendu de la visite qu'il a effectuée aux U.S.A. à la Hughes Aircraft Company.

Il donne d'abord des renseignements généraux sur les satellites de télécommunications de cette firme et quelques détails sur les « Syncom » avant d'aborder la description et les caractéristiques « d'Early Bird ».

Il termine en parlant des dispositifs nouveaux étudiés par la Hughes dans ce domaine et parmi lesquels figurent un satellite de télévision « en direct » et un système de trois satellites stationnaires avec une capacité de 1 000 voies téléphoniques accessibles de 100 stations à terre.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

HOMOGENEOUS AND INTENSE MAGNETIC FIELDS PRODUCTION WITH SUPRACONDUCTORS. APPLICATION IN THE NUCLEAR MAGNETIC RESONANCE, by M. SAUZADE, *Maître de Recherches au C.N.R.S.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 946 to 957).

In Nuclear Magnetic Resonance, a high homogeneous and very stable field is necessary for obtaining a high resolution of the spectral lines, and a high intensity field in order to improve the sensitivity. These qualities can be obtained easily by using a superconducting coil.

The writer describes a solenoid with compensated end effect giving a maximum field of 58 000 G with an homogeneity of 10^{-7} in a 100 mm³ volume. With the solenoid so realized, it was possible to resolve very accurately the ethyl alcool line at 150 Mcs.

THE STUDY OF VARIOUS PROBLEMS RELATING TO WINDINGS IN SUPERCONDUCTIVE CABLES, by L. DONADIEU, *Docteur ès Sciences - Centre de Recherche de la Compagnie Générale d'Electricité, Marcoussis (Seine-et-Oise)*. L'Onde Electrique, July-August (pages 958 to 965).

The author pointes out the technological interest of multiwire cable for the realization of superconductive windings and the possibilities griven by such windings particulary in the field of magnetic resonance.

The influence of the dimensional effets of winding and of magnetic hysteresis of superconductive materials on the homogeneity of high magnetic field windings are examined.

The author then studies the realization, the utilisation and the performances of these windings and their protection.

TERRESTRIAL OBSERVATION BY TELEVISION SATELLITES, by A. CAZALAS, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique. Ingénieur en chef de la Compagnie des Compteurs.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 966 to 973).

Terrestrial observation by television satellites requires the solution of various problems.

The putting into orbit of the satellite and its initial orientation are controlled by the launching rocket.

The orientation of the satellite on its trajectory can be achieved by gyroscopic means or by the use of the gravitational field. Each of these methods has several variants associated with the choice of the television system.

A brief description is given of the television cameras used for the Tiros & Nimbus satellites, together with the test results of a system of slow-speed television avoiding the difficulties arising from a very isolated target.

The recording of the vision signal on magnetic tape is necessary for the transmission of information to the receiving stations.

An account is given of the performance necessary in the transmitting and receiving systems.

Finally a description is given of a satellite test assembly.

In conclusion the author expresses the hope that the European television specialists can collaborate in the interesting projects being carried out within the United States in the field of satellite television.

SYNCHRONOUS TELECOMMUNICATIONS SATELLITES (A VISIT TO THE HUGHES AIRCRAFT CY), by R. CLAUVEL, *ancien élève de l'Ecole Polytechnique.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 974 to 979).

The writer gives a brief account of the visit which he made while in the United States to the Hughes Aircraft Company.

He gives first general information on the telecommunications satellites produced by this firms and some details on the « Syncom » beore venturing on to a description of the characteristics of « Early Bird ».

The writer ends with a discussion of new devices being studied by Hughes in this field, among them a direct television satellite and a system of three stationary satellites with a capacity of 1 000 telephone channels available from 100 earth stations.

SUPERCONDUCTORS IN ELECTRONIC, by P. GRIVET *Professeur à la Faculté des Sciences d'Orsay, Président de la S.F.E.R.* L'Onde Electrique, July-August (pages 907 to 911).

In this introductory talk, the author discribes the most important properties of superconductors of the I and II Kind. He stresses the importance of the new concepts of the BCS theory and of the theory itself. As examples, he defines the concept of quasiparticle as well as the fundamental lengths $(\lambda)_L$ and ξ.

INTRODUCTION TO A THEORETICAL EXPLANATION OF SUPERCONDUCTIVITY, by P. MOREL, *Professeur au Laboratoire d'Aéronomie du CNRS* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 912 to 925).

The purpose of this paper is to present a simple and yet comprehensive theoretical explanation of superconductivity. The author first demonstrates how the response of a quantum fluid can be represented as an ensemble of proper excitation modes analogous of the motions of the individual molecules which make up a classical fluid. The transition of a quantum fluid from the normal state (Fermi gas) to the superconducting state changes the very nature of these excitation modes, thereby altering drastically the macroscopic properties of the fluid. Some of these changes are explicitly derived along with the basic Bardeen-Cooper and Schrieffer equation.

MAGNETIC PROPERTIES OF TYPE II SUPERCONDUCTORS, by P.G. DE GENNES, *Physique des Solides, Faculté des Sciences. Orsay (S.-et-O.).* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 926 to 931).

One first caracterizes type II superconductors and describes their peculiar macroscopic properties ; one emphasizes here those properties which are of interest in the production of large magnetic fields (one lets aside the third domain of fields where superconductivity again occurs as a skin-effect). One then describes vortex tubes of supercurrent and how their dynamical properties explains on the microscopic scale the usefull macroscopic appearances. One shows how it is possible to understand the various properties of the existing alloys, starting with the electronic structure in the normal state. Finally one shows how heat may appear in the process called « quenching » : the vortex tubes are pinned to the defects of the solid, but with a relatively low binding energy ; when this bond is broken by a superior Lorentz force, the vortex tube may move through the lattice and the bond energy is released finally as heat.

THE SUPERCONDUCTIVE RESONATORS AND THEIR APPLICATIONS, by SEPTIER, *Directeur Scientifique, Faculté des Sciences d'Orsay.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 932 to 945).

The U.H.F. resistivity of superconductors decreases abruptly when they are cooled under a critical temperature, and then tends to zero with T, for frequencies not higher than a few tens of 10 kMc/s. Unloaded quality factor of lead cavities, working at 3 kMc/s, can attain 2.10^8 and 5.10^9 at temperatures $T = 4.2$ and 1.8 °K respectively (instead of 6.10^4 for copper resonators at room temperature). Using superconductors, it will be possible to make, in a near future, ultra-stable oscillators coupled with high-Q cavities, and low-loss guides for linear particles accelerators.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

QUELQUES ASPECTS NOUVEAUX DE LA TRANSMISSION DE TÉLÉVISION A GRANDE DISTANCE, par Y. ANGEL, *Professeur au C.N.A.M.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 980 à 993).

Après avoir rappelé les conditions fondamentales nécessaires pour la transmission de signaux de télévision en noir et blanc et en couleur, en mettant l'accent sur les conditions de rapport signal/bruit, l'article passe en revue différents systèmes de télécommunication de conception récente et en étudie les possibilités théoriques limites. Sont examinés notamment :

— les tubes remplis de gaz véhiculant une onde optique cohérente ;

— les liaisons transhorizon par diffusion troposphérique ;

— les liaisons mettant en jeu un satellite passif à réflexion soit diffuse, soit directionnelle ;

— les retransmissions à partir de satellites actifs.

Pour chacun de ces systèmes, on indique les expériences et les réalisations les plus marquantes antérieures à la fin de 1964.

BASES TECHNIQUES D'UNE ÉTUDE DU CHAMP EN ALTITUDE ET DE LA PROPAGATION D'ONDES T.B.F., par A. HAUBERT, J. PAPET-LEPINE, A. VASSY et E. VASSY, *Faculté des Sciences de Paris. Physique de l'atmosphère.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 994 à 1001).

Le but de l'expérience est de mesurer la répartition du champ radioélectrique produit par l'émetteur de Ste-Assise (16,8 kHz, ondes entretenues pures) en fonction de l'altitude, à une distance de 2 200 km qui est celle du champ de tir d'Hammaguir.

Après avoir décrit l'appareillage destiné à ces mesures, les auteurs analysent particulièrement les bases techniques sur lesquelles elles reposent : étalonnage en amplitude des récepteurs et diagramme de rayonnement des aériens de réception. Les résultats expérimentaux obtenus sont ensuite exposés, ainsi que les résultats des mesures complémentaires effectuées au sol pendant et après les tirs.

INFLUENCE DE LA FIABILITÉ DU MATÉRIEL SUR LE COUT D'UNE MISSION, par R. COCHAIN, *S.E.F.T. Section Normalisation.* G. PEYRACHE, *C.N.E.T. Responsable du Centre de fiabilité,* J. SCHWEITZER, *C.S.F. Centre de Recherches Physico-chimiques.* M. SCHWOB. *C.S.F. Responsable fiabilité du Groupement composants.* L'Onde Electrique de juillet-août 1965 (pages 1002 à 1010).

On analyse l'influence de la fiabilité des composants utilisés dans un matériel électronique sur le prix total et le coût horaire de la mission qu'il doit permettre. Dans une première partie, on définit des relations entre la probabilité de défaillance des composants et leur prix, ainsi que les différents facteurs intervenant dans le prix de la mission. Dans une seconde partie, on propose une modification de ces relations, afin de tenir compte des possibilités des circuits modulaires. Le calcul est traité de façon générale et explicité par des exemples. Il conclut à l'existence d'un coût minimal de mission des équipements modulaires qui lie le nombre de composants de chaque circuit modulaire à leur taux de défaillance.

SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

TECHNICAL BASIS OF HIGH-LEVEL FIELD STRENGTH MEASUREMENTS IN THE PROPAGATION OF LOW FREQUENCY WAVES, by A. HAUBERT, J. PAPET-LEPINE, A. VASSY and E. VASSY. *Faculté des Sciences de Paris. Physique de l'atmosphère.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 994 to 1001).

The aim of the experiment is to measure the distribution of radioelectric field produced by the Ste-Assise transmitter (16.8 kc/s, continuous carrier wave) in relation to altitude to a distance of 2200 km which is the firing range of Hammaguir.

After a description of the apparatus designed for these measurements, there is an account of the analysing aerials and the technical basis on which they operate ; the amplitude scaling of the receivers and the polar diagrams of the receiving aerials. The experimental results obtained are given as well as the results of complementary measurements taken at ground level during and after firing.

VARIOUS NEW ASPECTS IN THE TRANSMISSION OF TELEVISION OVER GREAT DISTANCES, by Y. ANGEL, *Professeur au C.N.A.M.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 980 to 993).

After an account of the fundamental conditions necessary for the transmission of television signals in black and white and in colour, emphasing the signal/noise requirement, the article deals in turn with various telecommunication systems of recent origin and studies the theoretical limiting possibilities. Among the points examined are notably :

— gas-filled tubes carrying a coherent optical wave

— communications beyond the horizon by tropospheric scatter

— circuits using a passive reflecting satellite either omni-directional or directional

— retransmissions from active satellites

For each of these systems an account is given of the most outstanding experiments and designs up to the end of 1964.

INFLUENCE OF ELECTRONIC SYSTEMS RELIABILITY VERSUS THE COST OF AN OPERATION, by R. COCHAIN, *S.E.F.T. Section Normalisation.* G. PEYRACHE, *C.N.E.T. Responsable du Centre de Fiabilité,* J. SCHWEITZER, *C.S.F. Centre de Recherches Physico-Chimiques,* M. SCHWOB, *C.S.F. Responsable Fiabilité du Groupement Composants.* L'Onde Electrique, July-August 1965 (pages 1000 to 1010).

The influence of electronic systems reliability versus total cost and cost per hour is considered. In the first part relations between individual component failure rate and system cost are discussed. Attention is paid to critical price factors. In the second part relations are adapted to modular circuit applications. In both parts mathematical treatment is emphasized and examples are given. An optimal modular system cost is considered, depending upon individual module component number and component failure rate.

LES SUPRACONDUCTEURS EN ÉLECTRONIQUE

PAR

P. GRIVET

Professeur à la Faculté des Sciences d'Orsay
Président de la SFER

1. Introduction

La mise en œuvre du phénomène de supraconductivité en électronique, n'est pas une innovation toute récente. Dès la fin de la deuxième guerre mondiale, on a tenté de mettre à profit la diminution générale de la grandeur du bruit de fond aux basses températures, en employant des « bolomètres supraconducteurs ». Dans les dix ans qui suivirent [1], après une proposition initiale de BUCK (1956), on commença l'étude approfondie du « cryotron » comme élément de commutation, facile à commander et cependant rapide, dans les machines à calculer digitales. Ces premières applications, d'un intérêt toujours actuel, ressortent du domaine non linéaire et sont basées sur l'existence d'une variation presque discontinue des propriétés électromagnétiques d'un supraconducteur au voisinage de la température de transition à l'état normal. Aujourd'hui se dessine un très vaste effort pour développer les applications des autres propriétés particulières aux supraconducteurs, qui sont nombreuses et variées. Ce sont, en général, des phénomènes réversibles qui font apparaître le supraconducteur comme un milieu d'un grand intérêt par ses propriétés électromagnétiques ; on peut les qualifier d'uniques, car il serait impossible de les approcher par l'emploi de tout autre matériau.

Quatre articles de ce numéro sont consacrés à familiariser le lecteur avec ce nouveau et très attrayant domaine de l'électromagnétisme. Les deux premiers décrivent deux types d'applications particulièrement prometteuses dès aujourd'hui.

— A. SEPTIER montre comment il est possible d'espérer créer dans un proche avenir des champs électriques HF extrêmement élevés, propres à accélérer des particules au moyen de cavités résonnantes supraconductrices.

— M. SAUZADE décrit la mise en œuvre d'alliages supraconducteurs bien choisis — ils sont dits de « seconde espèce » — pour créer des champs magnétiques statiques très élevés dans de grands volumes. Ces bobines dépourvues de pertes Joule, permettent d'ores et déjà la production économique de champs, de 30 000 G dans des volumes de l'ordre du mètre cube et de 100 000 G dans un décimètre cube ; la limite accessible pratiquement dépend des progrès de la métallurgie de ces alliages et la théorie est assez avancée pour laisser de solides espoirs d'atteindre 250 000 G ou peut-être même 500 000 G.

Les difficultés rencontrées dans ces recherches sont nombreuses et diverses, mais il est sûr qu'une compréhension précise des théories de la supraconductivité est fort utile à l'expérimentateur comme à l'ingénieur qui s'attaquent aux problèmes de ce passionnant domaine. Cette nécessité d'une certaine familiarité avec des théories très récentes et souvent difficiles est si généralement reconnue, qu'elle s'est traduite par l'apparition récente de livres remarquables, exposant les aspects variés des théories en cours. Les deux articles théoriques de ce numéro s'inscrivent dans cet effort général.

— J.P. DE GENNES, expose les propriétés qui singularisent les supraconducteurs de deuxième espèce et en résume très clairement l'explication.

— P. MOREL, introduit le lecteur aux méthodes de calcul de la théorie générale dite B.C.S. (de BARDEN, COOPER et SCHRIEFFER), qui fournit un tableau cohérent des propriétés du supraconducteur et rattache leur explication aux principes de base de la mécanique quantique. Cette théorie fournit ainsi un canevas étendu de concepts précis et logiquement liés, qui permet de mieux comprendre les théories partielles antérieures, leurs limites et leurs liens mutuels. Ainsi

une connaissance même superficielle de la doctrine de B.C.S. mène à une compréhension approfondie des doctrines anciennes, théorie thermodynamique de GORTER-CASIMIR, théories électromagnétiques de LONDON, de PIPPARD, de GINSBURG-LANDAU. Or ces théories restent d'un intérêt scientifique et pratique considérable : chacune éclaire d'un jour cru un aspect particulier des phénomènes, et dans un domaine réduit, chacune mène à des formules et à des représentations relativement simples et cependant précises. La théorie générale de B.C.S., au contraire, ne peut être exploitée pratiquement qu'au prix de calculs élaborés et les formules finales ne sont exploitables que numériquement, à l'aide de machines à calculer électroniques : c'est le prix qu'il faut encore payer pour bénéficier d'une précision accrue des prévisions.

Dans les paragraphes qui suivent, on a résumé quelques observations d'intérêt pédagogique, qui peuvent faciliter la compréhension du sujet au lecteur qui l'aborde pour la première fois.

2. Caractères généraux des supraconducteurs

2.1. CARACTÈRE DE SIMPLICITÉ

Les propriétés des supraconducteurs sont très variées et cette complexité — qui fait aussi leur intérêt — est une des origines de la difficulté du sujet. Aussi est-il utile d'attirer l'attention sur les côtés simples de la supraconductivité :

— la structure du métal ou de l'alliage supraconducteur, n'intervient pas pour les aspects fondamentaux. Ainsi lorsqu'on considère l'état normal du supraconducteur il est légitime d'adopter le modèle électronique le plus simple du métal : surface de Fermi sphérique, électrons actifs doués de la vitesse de Fermi v_F, car les énergies d'activation de ces électrons aux basses températures considérées, de l'ordre de kT_c (T_c température de transition, normal-supra, k constante de Boltzmann) sont très faibles devant leur énergie moyenne ; les processus élémentaires se produisent tous dans une écorce très mince au voisinage de la surface de la sphère de Fermi ($kT_c \ll \frac{1}{2}m^*v_F^2$, m^* masse effective de l'électron, ou $kT_c \ll eV_F$, V_F potentiel de Fermi). Ainsi, qualitativement, la physique du supraconducteur est, de prime abord, plus simple que celle du semiconducteur, ou dans un domaine plus éloigné du ferromagnétique : là, le réseau cristallin et la structure, c'est-à-dire l'individualité du matériau, jouent un rôle essentiel (exemple: structure du type diamant, du type ferrite).

— la supraconductivité, est peu sensible aux défauts de structure ; ceux-ci ne jouent qu'un rôle parasite pour les supraconducteurs de première espèce et on peut alors ignorer leur effet dans une première étude. Une observation d'intérêt technique illustrera cette remarque : il est facile de réaliser des lames très minces supraconductrices. Ces lames dont l'épaisseur peut descendre jusqu'à 50 Å, présentent seulement les particularités intéressantes que laisse prévoir la théorie quand on passe d'un milieu à trois dimensions, à un milieu à deux dimensions. Par contre, on ne rencontre pas les nombreux « artefax », habituels lorsqu'on étudie sur les lames minces les propriétés des solides qui sont sensibles à la structure, comme c'est le cas, par exemple, pour les semiconducteurs minces.

Les défauts de structure interviennent très notablement dans les supraconducteurs de deuxième espèce, mais là, de manière utile (cf. l'article de P. DE GENNES) :

— en présence d'un champ magnétique statique et pour les supraconducteurs de première espèce, les phénomènes sont réversibles, et l'état thermodynamique du système est défini à une température donnée, indépendamment de son histoire antérieure. C'est là la conséquence fondamentale de l'effet Meissner découvert en 1933 : si une sphère de plomb est plongée dans un champ magnétique H faible, puis refroidie jusqu'à une température T assez basse pour qu'elle devienne supraconductrice en présence de H, il se produit un changement de phase du fluide électronique, qui se présente dans ses conséquences extérieures un peu comme une cristallisation (extension progressive plus ou moins brutale de la phase supra à partir d'un germe) et le champ interne à la sphère est complètement expulsé. On parvient ainsi par une voie purement thermique, à l'état correspondant à la température T en présence du champ H. On parviendrait exactement au même état si l'on refroidissait d'abord la sphère à T en l'absence de champ puis si l'on élevait ensuite celui-ci de la valeur 0 à H.

Les défauts de structure peuvent jouer ici en pratique un rôle parasite un peu comme les inclusions parasites d'impureté peuvent gêner une cristallisation ; mais, en prenant des précautions convenables, on peut s'approcher autant qu'on veut de la transformation réversible parfaite.

2.2. IMPORTANCE DE LA THERMODYNAMIQUE

La réversibilité des transformations en présence de champ magnétique, l'absence de pertes Joule en courant continu, ce sont là autant de caractères qui offrent un champ d'action favorable aux méthodes de la thermodynamique des états réversibles ; ainsi électromagnétisme et thermodynamique se trouvent-ils intimement unis dans la théorie macroscopique des supraconducteurs. Ici la situation est aussi plus simple que pour les ferroélectriques et les ferromagnétiques, puisque le cas réversible, dénué d'hystérésis, est le cas général. Autrement dit encore, l'insensibilité du phénomène de base aux défauts de structure, fait que le matériau de propriétés « réversibles » que l'on peut dénommer « supraconducteur de première espèce doux » est plus courant et technologiquement bien plus facile à réaliser que le ferromagnétique doux, mu-métal ou ferrite douce, par exemple. La caractéristique magnétique réversible du supraconducteur réversible, est donnée figure 1.

On remarque que cette caractéristique est décrite en variables macroscopiques « magnétiques ». C'est sans doute là une source de difficultés pour le débutant :

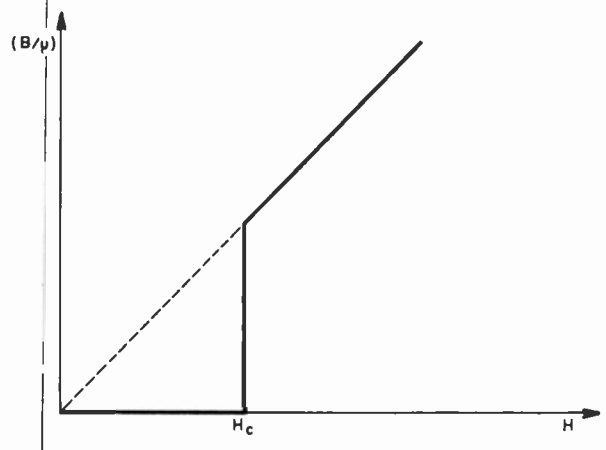


FIG. 1.

bien que la théorie moderne de B.C.S. soit d'abord une théorie électronique du super courant, il est d'usage [2] de décrire les propriétés macroscopiques en variables B et H, ou B et M en introduisant une « magnétisation » fictive M, pour décrire le supraconducteur comme un milieu diamagnétique parfait.

En fait, les variables B, H, M s'avèrent commodes pour décrire la thermodynamique des supraconducteurs comme il apparaît par exemple dans la référence [2] : en effet les mesures sont toujours faites à l'extérieur du supraconducteur et relèvent des techniques du magnétisme quasi statique pour toutes celles qui sont d'une interprétation thermodynamique directe. Par contre, l'introduction de deux champs auxiliaires presque opposés H et $4\pi M$ pour décrire l'état interne très simple du supraconducteur ($B = 0$) est, au premier abord, choquante pour l'intuition et risque de voiler l'importance fondamentale de l'aspect superficiel de la supraconductivité : du point de vue macroscopique, les phénomènes n'intéressent qu'une coque superficielle mince, où B passe de sa valeur interne 0 à sa valeur non nulle à l'extérieur et les énergies intéressantes sont essentiellement superficielles.

Entre $T = T_c$ et $T = 0$, cette coque superficielle est le siège de phénomènes intéressants dont la thermodynamique aide grandement à comprendre l'évolution avec T : elle les présente comme un équilibre entre deux fluides qui s'interpénètrent et sont en équilibre, celui des électrons quasi normaux et celui des paires de COOPER. Mais ce modèle simple à deux fluides, s'il est très suggestif, ne peut pas être aussi précis que dans le cas, par exemple, des trois fluides qui composent un plasma froid (électrons, ions, et neutres) : les deux fluides sont ici beaucoup plus étroitement corrélés. On entrevoit l'importance de ce couplage en considérant l'extension spatiale d'une paire de COOPER ξ_0 qui est d'environ un micron ; dans un volume de l'ordre de ξ^3 il y a environ 10^6 paires enchevêtrées : on comprend ainsi que la théorie de B.C.S. soit indispensable pour préciser les propriétés vraiment spéciales de ces deux fluides si étroitement couplés et que la simple transposition des propriétés des phases plus ordinaires ne fournissent qu'une image nécessairement assez imprécise quoique fort précieuse. On a ici à faire un effort sérieux pour affiner la notion de phase ; il est analogue à celui qui est de mise pour la mécanique quand on passe de la mécanique classique à la mécanique quantique.

2.3. QUASIPARTICULES

Un outil efficace de la théorie est fourni par la notion de quasiparticule qui a été forgée initialement pour expliquer les propriétés mécaniques de l'hélium 4 superfluide. Il est certainement avantageux d'aborder cette notion dans le cas de l'hélium car elle se présente là sous une forme plus intuitive à propos d'un phénomène mécanique plus simple ; sur ce sujet le lecteur trouvera une initiation très réussie dans la référence [3]. Ici on se limitera à souligner la coexistence de deux manières fondamentales d'introduire des quasiparticules. Elles correspondent à l'existence de deux états limites simples différents au voisinage de $T = 0$ ou de $T = T_c$; dans ces deux régions, on peut construire quantitativement une méthode d'approximation mettant en jeu un fluide principal formé de « particules » et un fluide secondaire très dilué, formé de « quasiparticules » ; ces dernières portent le préfixe « quasi » parce que leur durée de vie, dans les conditions considérées, est limitée dans le temps ; par ailleurs on leur conserve la qualité de particules, parce que, dans leurs chocs, elles obéissent aux lois de conservation de l'énergie et de la quantité de mouvement :

— le premier état est réalisé aux environs de T_c, un peu en-dessous de cette température au-dessus de laquelle la supraconductivité disparaît en champ nul : on a alors affaire essentiellement à un fluide d'électrons normaux dans lequel apparaissent quelques paires de COOPER, considérées alors comme des quasiparticules constituant un deuxième fluide, très dilué et mélangé au premier fluide constitué par les électrons normaux ; par cette voie, on est conduit à la théorie dite de GINSBURG-LANDAU qui est précieuse au voisinage de T_c ; la dilution extrême du deuxième fluide simplifie l'étude de son comportement propre qui est alors analogue à celui d'un gaz parfait.

— le deuxième état a aussi été considéré initialement par LANDAU et mène naturellement à la théorie de B.C.S. ; c'est l'état limite qu'on observe au voisinage du zéro absolu ($T = 0$). On a alors à se préoccuper essentiellement du fluide supraconducteur constitué de paires de COOPER, considérées alors comme des particules (leur durée de vie est alors très longue) et quand la température s'élève en restant au voisinage de $T = 0$, il s'y mélange une deuxième phase très diluée, celle des électrons normaux qui apparaissent ici comme des quasiparticules, puisque leur vie est raccourcie par leur tendance à s'apparier. En effet, bien qu'ils restent à beaucoup de points de vue semblables aux électrons d'un métal ordinaire, leur interaction étroite avec les paires, confère à ces électrons quasi normaux quelques propriétés caractéristiques nouvelles, qui sont essentielles pour la supraconductivité. En particulier, l'analyse de ce couplage

montre qu'il est à l'origine du seuil d'énergie $2\,e\Delta$ qu'il faut surmonter pour obtenir dans un état excité, antérieurement vide, un quasiélectron à partir du mélange des deux fluides en équilibre ; la valeur de ce seuil d'énergie caractérise le supraconducteur considéré et il faut le surmonter quel que soit le mode d'excitation employé : excitation thermique par les phonons du réseau ou excitation photoélectrique par une onde millimétrique ou lumineuse, en provenance de l'extérieur. La grandeur $2\,e\Delta$, caractéristique fondamentale du supraconducteur, est directement mesurable dans les nombreuses propriétés « quantiques » du supraconducteur [5] : la plus simple est l'effet tunnel décrit dans la référence [4].

2.4. Les longueurs caractéristiques λ et ξ

Pour terminer cette revue rapide des principes, on reviendra aux propriétés électromagnétiques et on les considérera dans l'état le plus simple, obtenu en $T = 0$ lorsqu'il n'y a plus qu'un seul fluide, celui des superélectrons ou paires de Cooper. On considérera d'abord le cas simple où l'échantillon présente la forme la plus favorable, celle d'un cylindre parallèle au champ.

On évite ainsi toute possibilité d'excitation par le champ magnétique statique de l'apparition d'une phase normale ; cette instabilité apparaîtrait pour tout autre géométrie et mènerait à envisager l'état dit « mixte », mélange de domaines microscopiques normaux et supraconducteurs : ce cas sera envisagé dans la suite.

Considérons donc d'abord le cas simple du cylindre de métal pur constitué, par exemple, de plomb ou d'étain, ou plus généralement de tout autre métal classé parmi les supraconducteurs de première espèce. Une théorie due à London [5] mène à définir une première dimension caractéristique λ_L de la coque superficielle. Du point de vue macroscopique, si l'on envisage l'un des vecteurs électromagnétiques liés B, H ou J, l'épaisseur de la coque est définie par l'épaisseur dite de London $(\lambda_L)_0$ à $T = 0$; elle définit l'exponentielle $e^{-(z/\lambda_L)_0}$, qui règle la disparition des champs macroscopiques quand on s'enfonce de l'épaisseur z au-dessous de la surface et la valeur de $(\lambda_L)_0$ peut être rattachée aux constantes classiques qui définissent le fluide électronique :

$$\lambda_{L_0} = \frac{(m^* c^2)^{1/2}}{4\pi n e^2}$$

(m^* masse apparente de l'électron dans le métal).

Si l'on envisage les mêmes métaux sous une forme à peine moins simple, sphère ou disque plat perpendiculaire au champ, il est facile de montrer [6] ou [7] que l'état stable ne peut être qu'un état mixte où il y a coexistence de petits domaines ou normaux ou supraconducteurs. L'équilibre d'une paroi de domaine ne peut être alors assuré qu'en introduisant dans la description macroscopique une nouvelle forme d'énergie, une énergie superficielle ad hoc. Le livre de London dans son chapitre D, donne un exposé détaillé de la délicate analyse phénoménologique qui mène à établir cette nécessité et à définir cette énergie suivant les conceptions originales de Pippard : l'analyse mène à concevoir une nouvelle longueur ξ_0 qui caractérise le comportement du superfluide au voisinage de la paroi. Tout se passe comme si la densité en volume des superélectrons ne pouvait suivre de variation trop rapide et comme si, en conséquence de cette résistance naturelle du fluide, on devait considérer à la frontière une zone de transition d'épaisseur moyenne minimale donnée par ξ_0 ; ainsi ξ_0 définit une épaisseur de coque nouvelle relative aux propriétés mécaniques du superfluide électronique. La théorie de B.C.S. et l'explication qu'elle donne de la structure du superfluide rend l'existence de ξ_0 plus facile à concevoir.

En effet, la taille des paires de Cooper qui constituent le superfluide peut être définie avec précision comme le volume du paquet d'ondes de de Broglie qui définit le mouvement du centre de gravité de la paire : le diamètre moyen du paquet, à $T = 0$, fournit l'explication de la grandeur ξ_0. Une conséquence importante de la théorie de B.C.S., lorsqu'on la précise, est aussi d'expliquer que l'ordre de grandeur de ξ_0 peut être très différent de celui de λ_{L_0}. Ainsi l'introduction du paramètre nouveau ξ_0 dans l'énergétique mène à la fois à expliquer la tension superficielle et son rôle dans le classement des supraconducteurs. On aboutit au résultat suivant :

Si $\xi_0 > \lambda_{L_0}$ on a affaire à un supraconducteur de première espèce ; ce sont les plus simples dans la description de leur propriété fondamentale, on peut laisser de côté la possibilité d'un état mixte. Le comportement du cylindre dans les conditions définies par les variables H et T est marqué par l'existence d'un seul champ critique $H_c(T)$ et d'une seule température critique T_c ; au-dessus de T_c, toute supraconductibilité disparaît en champ nul.

Si $\xi_0 < \lambda_{L_0}$ on a affaire à un supraconducteur de deuxième espèce : dans un champ magnétique intense $H > H_{c_1}$ un état mixte particulier [8] est l'état d'équilibre ordinaire, même lorsqu'on adopte la disposition cylindrique simple de l'échantillon ; la supraconductibilité se maintient dans cet état mixte tant que le champ ne dépasse pas une deuxième valeur critique H_{c_2} ; H_{c_1} et H_{c_2} sont fonctions décroissantes de la température $T < T_c$ à laquelle on opère ; cet état s'avère particulièrement avantageux pour produire des champs forts dans des bobines cryogéniques, car la limite H_{c_2} peut s'élever jusqu'à un ordre de grandeur de 100 kG. En effet, la grandeur de ξ_0 est sensible à la structure et à ses défauts ; sa valeur peut être abaissée en alliant à un métal pur un deuxième constituant ainsi qu'il a été prouvé expérimentalement d'abord par Pippard, et ainsi le métallurgiste, en se laissant guider par la théorie, peut rechercher utilement les compositions et les structures d'alliage favorables à l'obtention de valeurs élevées de H_{c_2}.

2.5. Caractère non local [9]

Avec ce classement en deux catégories des supraconducteurs on a introduit le progrès fondamental, amené par les recherches récentes, dans le domaine des applications. Mais du point de vue du radioélectricien, un aspect en apparence plus secondaire de la théorie mérite d'être considéré : le caractère non local de certaines relations entre les paramètres macroscopiques. Le type de ces relations est fournit par la loi d'Ohm dans les métaux ordinaires, à basse température et à haute fréquence. La relation classique d'Ohm $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$, prend une forme nouvelle si la fréquence est assez élevée pour que le champ $\mathbf{E}$, vu par un électron entre deux chocs successifs sur les ions du réseau, varie notablement. Il suffit pour cela que la durée moyenne τ du libre parcours l devienne notable devant la courte période T des ondes envisagées. Il faut alors introduire une moyenne de l'action du champ instantané $\mathbf{E}(t)$ pendant la durée τ tout le long d'un libre parcours, si bien que $\mathbf{J}$ s'exprime par une intégrale portant sur $\mathbf{E}(t)$: on dit qu'on a affaire à une relation non locale qui, dans le cas considéré, peut être explicité sous la forme :

$$\mathbf{J} = \frac{3\sigma}{4\pi l}\int \frac{\mathbf{r}(\mathbf{r}\cdot\mathbf{E})e^{-(r/l)}}{r^4}\,dr.$$

La même complication s'introduit, pour les mêmes raisons, dans la relation qui relie $\mathbf{J}$ (densité de courant) au potentiel, vecteur $\mathbf{A}$ dans le supraconducteur (loi de London) ; là encore, elle se traduit par l'introduction d'une relation intégrale du même type. Ce parallèle est instructif du point de vue historique. En effet, dans le cas de métaux normaux, la généralisation de la loi d'Ohm peut être, à bon droit, considérée comme une complication secondaire et l'effet de peau anormal comme une manifestation compliquée, de peu d'intérêt en elle-même. C'est cependant une étude approfondie de ce phénomène par Pippard, qui a mené cet auteur à transposer la théorie au cas de la relation de London et l'a ainsi conduit à la découverte du paramètre ξ_0. Cette découverte expérimentale a joué un rôle fondamental dans l'évolution récente des idées qui ont amené à édifier la théorie moderne de B.C.S.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Newhouse V.L. — Applied Superconductivity, Wiley (1964).

[2] Lynton E.A. — La supraconductivité, Dunod (1964).

[3] Reif F. — Superfluidity and quasiparticles. Scientific American, 14 (1959).

[4] Giaever I. — Some aspects of tunneling into superconductors p. 9/24, dans « Superconductors » édité par M. Tanenbarim et W.W. Wright (Interscience Pub.) (1962).

[5] Tinkham M. — Superconductivity, 149/228, Low temperature physics (Gordon et Breach) (1962).

[6] London F. — Superfluids t. I, Wiley (1950).

[7] De Gennes P. — Métaux et alliages supraconducteurs. Cours polycopiés de 3e cycle, Orsay (1963).

[8] Goodman B. — La physique des supraconducteurs de deuxième espèce. Bulletin de la S.F.E., 5, 624/629 (1962).

[9] Pippard A.B. — Metallic conduction at high frequencies and low temperatures 1/44. Advances in Electronics, t. 6, (1954).
et Dynamics of conduction electrons 3/145 dans Low Temperature Physics. Gordon et Breach (1962).

INTRODUCTION A LA THÉORIE DE LA SUPRACONDUCTIVITÉ

PAR

P. MOREL

Maître de Conférence à l'Université de Paris

Préambule

L'explication fondamendale de cette extraordinaire transformation du système d'électrons de conduction dans certains métaux à très basse température est une conquête récente de la mécanique statistique quantique. C'est aussi une conquête difficile, car la supraconductivité résulte d'une modification subtile de la fonction d'onde représentant l'ensemble des électrons de conduction. En particulier, il est impossible de comprendre la supraconductivité dans le cadre de la théorie à une particule, généralement utilisée en Electronique. Il faut d'emblée accepter l'abstraction d'un système quantique à $3N$ degrés de liberté dont nous ne pouvons observer le comportement que globalement, de l'extérieur. Nous nous sommes attachés à présenter ici ce cadre théorique aussi complètement que possible en évitant les développements mathématiques non indispensables. Nous nous excusons malgré tout auprès du lecteur de l'inévitable aridité de cet exposé.

1. Comparaison entre l'énergie de condensation et l'énergie de cohésion

On peut calculer par la méthode de perturbation l'énergie d'un système d'électrons dans l'état de base à $T = 0$ °K et l'on trouve une expression du genre :

$$E_0\,(\text{eV}) \simeq \left[N\frac{30}{r_s^2} - \frac{12{,}4}{r_s} + 0{,}84\ \text{Log}\ r_s + 13 + \ldots \right]$$

r_s représentant l'intervalle moyen entre deux électrons, exprimé en unité de rayon de Bohr. En fait, les valeurs calculées de E_0 sont exactes à 10 ou 20 % près, c'est-à-dire que le meilleur calcul de perturbation permet d'évaluer l'énergie de liaison des électrons avec une précision qui ne dépasse pas 1 à 3 eV (par électron).

D'un autre côté, la transition à l'état supraconducteur qui se produit à une température T_c excessivement basse n'affecte qu'une fraction minime des électrons (ceux qui se trouvent à une distance du niveau de Fermi inférieure à kT_c), et en outre, l'écart d'énergie par électron « supraconducteur » est lui-même minime (de l'ordre de kT_c). Si N_0 est la densité de niveaux offerts aux électrons au voisinage du niveau de Fermi, l'écart d'énergie entre l'état normal et l'état supraconducteur est de l'ordre de :

$$\Delta E_0 \approx N_0 (kT_c)^2. \qquad (1)$$

Etant donné que la température de transition T_c est de l'ordre de 10 °K, kT_c vaut 10^{-3} eV environ et :

$$\Delta E_0 \approx 10^{-7}\ \text{eV (par électron)}$$

soit un dix-millionnième de l'erreur probable sur E_0 calculée par la méthode de perturbation.

Cette vaste disparité explique pourquoi il est impossible de concevoir une théorie de l'état supraconducteur comme un simple raffinement d'un calcul de perturbation. Une hypothèse supplémentaire est nécessaire sur la nature du phénomène qui produit l'apparition de l'état supraconducteur, hypothèse qui ne peut-être que fort abstraite puisqu'elle concerne les propriétés statistiques d'un ensemble quantique de particules.

En outre, la petitesse de l'énergie mise en jeu par ce phénomène impose un traitement mathématique

sinon absolument exact du moins rigoureusement cohérent : on ne peut espérer faire apparaître l'écart ΔE_0 qu'à la condition de traiter l'état normal et l'état supraconducteur du système d'électrons exactement au même degré d'approximation. Une étude de la transition d'un système de particules de Fermi (ou fermions) à l'état supraconducteur commence donc par une description assez poussée, et indispensable, du cadre mathématique commun dans lequel on pourra décrire à la fois l'état normal et l'état supraconducteur.

2. Excitations élémentaires d'un système de N particules de Fermi

Considérons un gaz uniforme de particules obéissant à la statistique de Fermi. A la température $T = 0$ °K, le système se trouve dans son état de base. Toute modification augmente donc son énergie et constitue une excitation qui évolue dans le temps comme une « oscillation », c'est-à-dire une combinaison linéaire de modes propres d'oscillations du système considéré globalement.

Si l'excitation est elle-même un mode propre, son évolution est simplement une variation sinusoïdale proportionnelle à un facteur :

$$e^{i\omega t} = e^{i\frac{E}{\hbar}t}.$$

2.1. Cas d'un gaz « idéal »

Un gaz idéal est un gaz constitué de fermions indépendants. Ses modes propres sont des combinaisons antisymétriques d'ondes planes de vecteur d'onde $\vec{k}$.

L'état de base du système est une distribution de Fermi dans laquelle toutes les ondes $\vec{k}$ sont « occupées » jusqu'au niveau k_f dit *niveau de Fermi* et « vides » au-dessus (fig. 1).

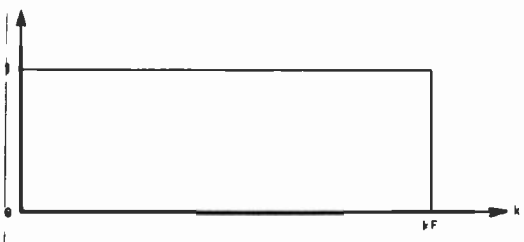


Fig. 1.

Le niveau de Fermi est défini par la relation :

$$\frac{k_f^3}{3\pi^2} = \frac{N}{\Omega}.$$

qui exprime simplement que l'unité de volume Ω contient N fermions de spin $+1/2$ et $-1/2$ en nombre égal.

Si l'on modifie cette distribution $n_0(k)$ d'un petit accroissement $\delta n(k)$, l'énergie totale du système varie de :

$$\delta E_0 = \sum_k \frac{\hbar^2 k^2}{2m} \delta n(k) \qquad (2)$$

$\frac{\hbar^2 k^2}{2m}$ étant l'énergie associée à l'onde $\vec{k}$ ou encore à la particule dans l'état $\vec{k}$. Ainsi, si on ajoute au système dans l'état de base une particule supplémentaire correspondant à l'oscillation $k' > k_f$, l'énergie varie de :

$$\delta E_0 = \frac{\hbar^2 k'^2}{2m}$$

Les excitations propres d'un système de Fermi idéal sont donc des particules ou ondes d'énergie $\hbar^2 k^2/2m$ rigoureusement indépendantes les unes des autres.

2.2. Cas d'un gaz réel avec interaction

Nous admettrons pour le moment l'hypothèse proposée par Landau : les états propres du système idéal évoluent vers les états propres du système réel lorsqu'on introduit progressivement l'intéraction. Autrement dit, on admet la *possibilité théorique* de déterminer chaque état du système réel par un calcul de perturbation, c'est-à-dire par un développement en série de puissances du potentiel d'interaction V, l'état idéal correspondant à la limite $V \to 0$.

Notons en passant que cette hypothèse est assez restrictive puisqu'elle exclut justement les états condensés ou supraconducteurs inaccessibles par un calcul de perturbation ordinaire, comme on le montrera plus loin.

Restreignons-nous donc pour l'instant au cas d'un système réel normal c'est-à-dire non supraconducteur. Dans ce cas, les excitations propres du système réel ($V \neq 0$) se déduisent par continuité des excitations propres du système de Fermi idéal où $V = 0$. Les modes propres d'excitation du système idéal étant des particules, les excitations propres d'un système de Fermi réel, ont également le caractère de particules indépendantes ou « *quasi-particules* » caractérisées par un vecteur d'onde $\vec{k}$.

Il est juste de dire que cette correspondance entre particules et quasi-particules n'existe réellement qu'au voisinage du niveau de Fermi. Une « quasi-particule » est, en fait, une somme d'ondes planes différentes ou *paquet d'ondes* qui s'estompe d'autant plus rapidement que son vecteur d'onde $\vec{k}$ s'écarte du niveau de Fermi. Mais cette difficulté n'apparaît pas dans le cas qui nous occupe puisque la supraconductivité n'intéresse que les électrons très voisins du niveau de Fermi.

2.2.1. *Statistique*

La correspondance bi-univoque établie par l'hypothèse de Landau entre quasi-particule du système réel et particule du système idéal entraîne que les

quasi-particules obéissent à la statistique de Fermi. En particulier la notion de niveau de Fermi subsiste sans modification.

2.2.2. *Energie*

L'énergie E du système réel n'est pas égale à la somme des énergies des particules qui le constituent à cause de l'existence de l'énergie d'interaction. Toutefois, E est une fonctionnelle de la fonction de distribution $n(k)$ des quasi-particules dont on peut représenter les variations par :

$$\delta E = \sum_k e_k \, \delta n(k) \tag{3}$$

où $e_k = \dfrac{\delta E}{\delta n(k)}$ est la « dérivée fonctionnelle » de E par rapport à $n(k)$.

En particulier, si on ajoute une quasi-particule $\vec{k'}$ supplémentaire au système dans l'état de base, son énergie varie de :

$$\delta E = e_{k'}.$$

Notons enfin que si on ajoute une quasi-particule exactement sur le niveau de Fermi on obtient l'état de base du système à $(N+1)$ particules. Autrement dit :

$$e_{k_F} = E_0(N+1) - E_0(N) = \mu.$$

Dans le but de comparer les états excités de systèmes contenant des nombres légèrement différents de particules, il sera commode d'utiliser la combinaison :

$$H = E - \mu N \tag{4}$$

dont les variations sont, par construction, indépendantes de N. En effet :

$$\begin{aligned} H_0(N+1) &= E_0(N+1) - \mu(N+1) \\ &= E_0(N) - \mu N = H_0(N). \end{aligned}$$

On posera :

$$\delta H = \sum_k \varepsilon_k \, \delta n_k \tag{5}$$

ε_k étant la dérivée fonctionnelle de H par rapport à $n(k)$.

En particulier, une excitation de vecteur d'onde $\vec{k}$ correspond à une énergie :

$$\begin{aligned} \varepsilon_k = e_k - \mu &> 0 \quad \text{si } k > k_F \\ &= 0 \quad \text{si } k = 0 \\ &< 0 \quad \text{si } k < k_F \end{aligned}$$

On dira dans le premier cas que l'excitation correspond à la création d'une quasi-particule, et dans le dernier cas à la formation d'un « quasi-trou ». On notera enfin que la dérivée fonctionnelle ε_k est, en première approximation, une fonction linéaire de $|\vec{k}|$ qui s'annule au passage du niveau de Fermi.

3. Approche quantique : méthode des équations de mouvement

Nous représentons le système par une fonction $\varphi(\ldots n_k \ldots)$ spécifiant l'occupation $n_k = 0$ ou 1 des différents niveaux offerts aux particules, définis par des vecteurs d'onde $\vec{k}$.

3.1. Opérateur C_k, C_k^+

Nous définissons en outre un opérateur « *création* » C_k^+ qui transforme l'état $\varphi(\ldots n_k = 0 \ldots)$ en l'état $\varphi(\ldots n_k = 1 \ldots)$ soit sous forme abrégée :

$$C_k^+ \, |\varphi(0)> = |\varphi(1)>. \tag{6}$$

Par raison d'anti-symétrie (statistique de Fermi), il faut que :

$$C_k^+ \, C_{k'}^+ |\varphi(0)> = - \, C_{k'}^+ C_k^+ \, |\varphi(0)>$$

et par suite les opérateurs C_k^+ obéissent à la *relation d'anti-commutation* :

$$C_k^+ \, C_{k'}^+ + C_{k'}^+ \, C_k^+ = 0. \tag{7}$$

et en particulier :

$$C_k^+ C_k^+ = 0.$$

On définit de même l'opérateur annihilation adjoint du précédent qui transforme $\varphi(\ldots n_k = 1 \ldots)$ en $\varphi(\ldots n_k = 0 \ldots)$

$$C_k |\varphi(1)> = |\varphi(0)>. \tag{8}$$

Les C_k anti-commutent également (relation adjointe de la précédente).

Enfin on a en général $(k \neq k')$:

$$C_k^+ \, C_{k'} + C_{k'} C_k^+ . = 0 \tag{9}$$

Si $k = k'$ toutefois, cette relation n'est plus valide. En effet :

$$\begin{aligned} <\varphi(0)|C_k^+ \, C_k + C_k \, C_k^+|\varphi(0)> &= <\varphi(0)|C_k \, C_k^+|\varphi(0)> \\ &= <\varphi(1)|\varphi(1)> \\ &= 1 \end{aligned}$$

Tandis que :

$$\begin{aligned} <\varphi(1)|C_k^+ \, C_k + C_k \, C_k^+|\varphi(1)> &= <\varphi(1)|C_k^+ \, C_k|\varphi(1)> \\ &= <\varphi(0)|\varphi(0)> \\ &= 1 \end{aligned}$$

donc :

$$C_k^+ \, C_k + C_k \, C_k^+ = 1 \tag{10}$$

WRH

Notons que la statistique de Fermi est effectivement satisfaite par ces opérateurs puisque :

$$C_k^+ |\varphi(1)> = C_k^+ \, C_k^+ |\varphi(0)> \equiv 0$$

Il est impossible de créer une seconde particule dans un niveau déjà occupé.

3.2. Equation de mouvement

L'évolution dans le temps d'un état propre $|\varphi>$ est une oscillation sinusoïdale $\approx e^{i\omega t}$ dont la fréquence ou l'énergie (à un facteur $\hbar$ près) est définie par l'équation de Schödinger :

$$H|\varphi> = \omega|\varphi>. \qquad (11)$$

En particulier si $|\varphi_0>$ représente l'état de base ($\omega = 0$) :

$$H|\varphi_0> = 0.$$

Si $k>k_F$, $C_k^+|\varphi_0>$ représente un état excité propre dont l'énergie d'excitation est $\omega_k = \varepsilon_k$.

$$HC_k^+|\varphi_0> = \omega_k C_k^+|\varphi_0>$$

Et par la suite :

$$[HC_k^+ - C_k^+ H]|\varphi_0> = \omega_k C_k^+|\varphi_0>.$$

Plus généralement, on écrira *l'équation de mouvement* de l'opérateur C_k^+ sous la forme :

$$[HC_k^+ - C_k^+ H] = [H, C_k^+] = \omega_k C_k^+. \qquad (12)$$

Simultanément, on a l'équation de mouvement adjointe :

$$[H, C_k] = -\omega_k C_k \, . \qquad (13)$$

Si $k<k_F$, les rôles de C_k et C_k^+ sont simplement échangés avec $\omega_k = -\varepsilon_k$.

Ces deux équations doivent être associées à la relation :

$$C_k|\varphi_0> = 0 \quad \text{ou} \quad C_k^+|\varphi_0> = 0 \qquad (14)$$

qui exprime que l'état de base ne contient aucune excitation (particule ou trou, respectivement). Les relations (12), (13), (14) constituent la condition nécessaire et suffisante pour que les C_k, C_k^+ soient les opérateurs création ou destruction d'une excitation $\vec{k}$ d'énergie ω_k.

3.3. Système de Fermi idéal

L'énergie d'un système idéal est simplement la somme des énergies des particules individuelles soit :

$$H = \sum_k \varepsilon_k n_k \, .$$

Il est aisé de voir que n_k est la valeur propre de l'opérateur $C_k^+ C_k$ puisque :

$$C_k^+ C_k |\varphi(0)> = 0$$

$$C_k^+ C_k |\varphi(1)> = |\varphi(1)>.$$

L'opérateur hamiltonien est donc :

$$H = \sum_k \varepsilon_k C_k^+ C_k \qquad (15)$$

De sorte que les équations de mouvement de C_k et C_k^+ ont la forme :

$$[H, C_k^+] = \varepsilon_k [C_k^+ C_k, C_k^+] = \varepsilon_k C_k^+$$

$$[H, C_k] = -\varepsilon_k C_k \qquad (16)$$

L'état de base $|\varphi_F>$ (distribution de Fermi) doit être tel que :

$$C_k |\varphi_F> \equiv 0 \qquad \text{si } k>k_F$$

$$C_k^+ |\varphi_F> \equiv 0 \qquad \text{si } k<k_F$$

La structure de $|\varphi_F>$ en résulte directement, la condition nécessaire et suffisante définie plus haut étant complètement satisfaite si :

$$|\varphi_0> = \prod_{k<k_F} C_k^+ |\varphi_{\text{vide}}> \qquad (17)$$

où $|\varphi_{\text{vide}}>$ représente l'absence totale de particules.

Nous avons donc démontré que la distribution de Fermi correspond bien à l'état de base d'un système de fermions indépendants.

3.4. Système réel dans l'approximation de Hartree

L'hamiltonien d'un système réel comprend en outre des termes d'interaction traduisant les collisions de particules représentées par la figure 2, c'est-à-dire :

$$H = \sum_k \varepsilon_k C_k^+ C_k + \frac{1}{2} \sum_{kk'q} \vec{V(q)} \, C_{k+q}^+ C_{k'-q}^+ C_{k'} C_k \qquad (18)$$

où $\vec{V(q)}$ est la transformée de Fourier du potentiel d'interaction $\vec{V(r-r')}$. Le calcul du commutateur con-

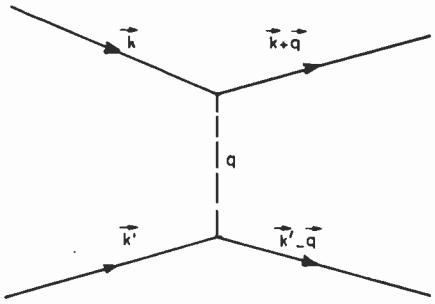


FIG. 2.

duit à une équation de mouvement de la forme :

$$[H, C_k^+] = \varepsilon_k C_k^+ + \text{termes d'interaction.} \quad (19)$$

L'approximation de HARTREE consiste à rechercher dans (19), les termes diagonaux qui font intervenir C_k^+. Cette contribution diagonale provient du processus de diffusion vers l'avant (fig. 3) c'est-à-dire :

$$V(0)\sum_{k'} C_{k'}^+ C_{k'} C_k^+ \approx NV(0)\, C_k^+ .$$

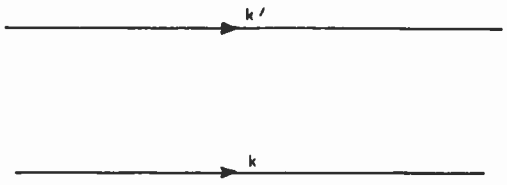


FIG. 3.

Si on réduit l'hamiltonien à l'énergie cinétique augmentée des termes de collision vers l'avant, on obtient donc :

$$[H, C_k^+] \approx (\varepsilon_k + NV(0))\, C_k^+ ,$$

ce qui démontre que les particules (ondes planes $\vec{k}$) sont encore des excitations propres du système réel dans l'approximation de HARTREE.

L'énergie d'excitation n'est d'ailleurs pas modifiée puisque la constante $NV(0)$ disparaît automatiquement de H ($\mu \to \mu + NV(0)$).

En d'autres termes, les quasi-particules se confondent avec les particules et l'état de base a la même structure que plus haut (distribution de Fermi).

3.5. APPROXIMATION D'ORDRE SUPÉRIEUR

Ces approximations consistent à inclure dans l'opérateur hamiltonien d'autres classes de termes d'importance décroissante dont on sait calculer la somme exacte. On obtient ainsi une expression compliquée du commutateur $[H, C_k^+]$.

On cherche alors à diagonaliser l'équation de mouvement en substituant aux C_k^+, C_k des combinaisons linéaires :

$$A_k^+ = \sum_{k'} a_{kk'} C_{k'}^+$$

$$A_k = \sum_{k'} \bar{a}_{kk'} C_{k'}$$

telles que les équations de mouvement deviennent :

$$[H, A_k^+] = \omega_k A_k^+$$

$$[H, A_k] = -\omega_k A_k .$$

Dans la mesure où l'on obtient effectivement de telles expressions diagonales, on pourra dire que A_k^+, A_k sont des opérateurs création-annihilation d'excitations propres c'est-à-dire de quasi-particules.

Sans entrer plus avant dans ce domaine compliqué, nous allons montrer comment cette méthode s'applique au cas d'un système supraconducteur.

4. Description d'un système de Fermi supraconducteur

4.1. VUE D'ENSEMBLE

Supposons connus à un certain ordre d'approximation, les opérateurs *création-annihilation* des excitations propres du système normal (quasi-particules ou quasi-trous).

A l'ordre d'approximation considéré, l'hamiltonien du système normal ne contient donc aucun terme d'interaction couplant entre elles les excitations propres. Par exemple (approximation de HARTREE) :

$$H_0 = \sum_k \varepsilon_k C_k^+ C_k . \quad (20)$$

Nous introduisons maintenant les termes d'interaction V que nous estimons responsables de la transition à l'état condensé (supraconducteur). Il s'agit de montrer que l'énergie du système calculée avec :

$$H = H_0 + V \quad (21)$$

n'est pas minimale pour l'état de base normal, c'est-à-dire pour la distribution de Fermi des quasi-particules mais au contraire pour un nouvel état condensé, « *supraconducteur* », différent de la distribution de Fermi.

Ici apparaît une difficulté nouvelle : *l'état supraconducteur ne se déduit pas de la distribution de Fermi par continuité lorsque* $V \to 0$. Donc tout calcul de perturbation devient impossible. La nature de cette interaction V ne saurait être précisée sans faire une hypothèse à priori extraordinaire, sur la nature de ce nouvel état de base, qui est l'état supraconducteur cherché.

4.2. Paires de particules liées

Cooper a découvert en 1956 que si l'interaction V est attractive, la formation d'une paire de deux quasi-particules indépendantes, s'accompagne d'un gain d'énergie c'est-à-dire une diminution de l'énergie totale du système. Il en va de même a fortiori pour la formation de deux paires, trois paires, etc. Finalement, la distribution de Fermi est instable, et toutes les quasi-particules s'assemblent deux par deux pour former des paires liées.

La fonction d'onde d'une telle paire liée se présente sous la forme :

$$\varphi = \varphi(\vec{r}_1 - \vec{r}_2) \cdot e^{i\vec{q}(\vec{r}_1 + \vec{r}_2)}$$

où $2\vec{q}$ est la quantité de mouvement totale des particules. Une transformation de Fourier, définie par :

$$\varphi = \int \mathrm{d}^3k \; \varphi(\vec{k}) \; e^{i(\vec{q}+\vec{k})\vec{r}_1} \, e^{i(\vec{q}-\vec{k})\vec{r}_2}$$

conduit à représenter la paire liée par une combinaison linéaire d'ondes $(\vec{q}+\vec{k})$ et $(\vec{q}-\vec{k})$. Dans l'état de base du système, toutes les paires doivent être représentées par la même fonction d'onde correspondant à $\vec{q} = 0$ et un spin total $\vec{\sigma} = 0$ (énergie cinétique minimale). Dans l'espace réciproque, les paires sont donc toutes représentées par la même combinaison d'ondes $\vec{k}\uparrow$ et $-\vec{k}\downarrow$.

4.3. Effet isotopique

Quelle peut donc être dans un métal la cause d'une interaction attractive entre les électrons ? On est guidé ici par un résultat expérimental étonnant à savoir l'effet isotopique sur la température de transition T_c.

L'expérience montre que deux isotopes d'un même métal supraconducteur n'ont pas la même température de transition, celle-ci variant avec la masse atomique M suivant la relation :

$$T_c \propto M^{-0,5}.$$

Une autre grandeur caractéristique d'un solide varie-t-elle suivant la même loi ? Oui, la fréquence

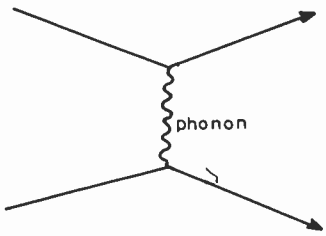


Fig. 4.

des oscillations acoustiques. On peut donc supposer que la supraconductivité est liée, d'une certaine façon, aux vibrations acoustiques du réseau cristallin (phonons). L'étude de l'interaction entre électrons et phonons est fort compliquée mais, en résumé, on trouve que ce processus (fig. 4) produit *l'attraction* mutuelle des électrons d'énergie suffisamment faible.

Plus précisément, deux électrons s'attirent par échange de phonon à la condition que leurs énergies soient inférieures à la limite supérieure $k\Theta_D$ du spectre des phonons (Θ_D est la température de Debye).

On peut trouver à cette propriété une analogie mécanique en considérant une bille roulant sur une membrane tendue. Cette bille produit un creux qui pourrait attirer une seconde bille circulant au voisinage de la première (fig. 5). De même, la polarisation

Fig. 5.

du réseau cristallin produite par un premier électron exerce une attraction sur un autre électron circulant dans le solide à une vitesse voisine. Il va de soi que l'expression mathématique de cette interaction induite par échange de phonons est assez lourde. Il est toutefois suffisant de lui substituer le modèle simplifié suivant :

— potentiel attractif $-V$ pour $|\varepsilon| < k\Theta_D$,

— potentiel répulsif pratiquement négligeable au delà de cette limite (fig. 6).

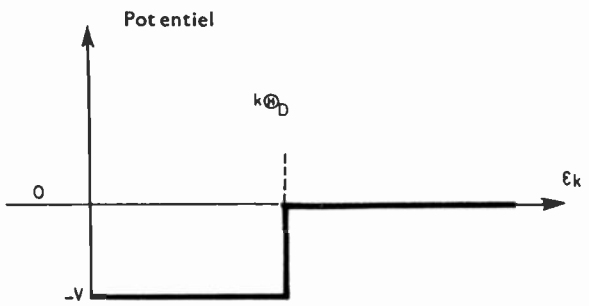


Fig. 6.

On pourrait se proposer de calculer le paramètre V à partir des constantes fondamentales du cristal mais c'est là un problème complexe qui n'a encore trouvé aucune solution réellement satisfaisante. En pratique, on se contente de considérer V comme un paramètre phénoménologique déterminé expérimentalement.

5. Etat de base d'un système de Fermi supraconducteur

Supposons le problème résolu et soit $|\psi_0>$ la fonction d'onde représentant l'état de base d'un

système supraconducteur, c'est-à-dire un ensemble comprenant un nombre macroscopique de paires liées, toutes dans le même état, représenté par une certaine combinaison d'ondes linéaires $\vec{k}\uparrow$, $-\vec{k}\downarrow$.

Il est évident que la présence de ces paires est le caractère qui distingue l'état supraconducteur de l'état normal. C'est pourquoi les termes :

$$V(k-k')\,C^+_{k\uparrow}\,C^+_{-k\downarrow}\,C_{-k'\downarrow}\,C_{k'\uparrow}$$

qui connectent les composants $\vec{k}\uparrow$, $-\vec{k}\downarrow$ entre elles (fig. 7), présentent une importance particulière. Nous

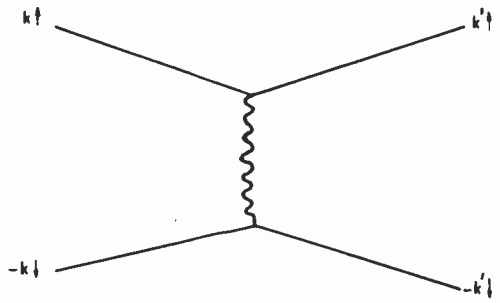


FIG. 7.

ne considérerons explicitement que ces termes où nous espérons trouver la différence d'énergie qui produit la condensation et nous utiliserons *l'hamiltonien réduit* :

$$H = \sum_k \varepsilon_k C^+_k C_k - \frac{1}{2}\sum_{kk'} V(\vec{k}-\vec{k}')\,C^+_k C^+_{-k} C_{-k'} C_{k'}. \tag{22}$$

Par convention, $\vec{k}$ est automatiquement associé au spin $+1/2$, tandis que $-\vec{k}$ est associé au spin $-1/2$.

Ici, les opérateurs C_k ou C^+_k ne représentent plus des modes d'excitation propres du système puisque l'équation de mouvement de C_k, par exemple, contient des termes non diagonaux :

$$[H,\, C_k] = -\varepsilon_k C_k + \sum_{k'} V(\vec{k}-\vec{k}')\,C_{-k'} C_{k'} C^+_{-k}\ . \tag{23}$$

Pour aller plus loin, il est nécessaire de linéariser cette équation (23) en recherchant la contribution principale dans l'état condensé.

Il importe ici de mettre clairement en évidence la différence fondamentale entre les états de base d'un système de Fermi et d'un système de Bose.

Statistique de Fermi. — Ajouter ou retirer une quasi-particule $\vec{k}$ est une modification importante puisque $n_k = 0$ ou 1.

Statistique de Bose. — Ajouter ou retirer une particule dans le niveau de base est une modification mineure puisqu'il en existe déjà un nombre macroscopique N_0 sur ce niveau. Par suite :

$$\varphi(N_0+1) \approx \varphi(N_0).$$

Or dans le cas qui nous occupe, on peut considérer les paires comme des bosons puisqu'elles sont toutes empilées dans *le même état* $\vec{q} = 0$ $\vec{\sigma} = 0$. Il est donc légitime d'appliquer à *l'ensemble des paires* les méthodes d'approximation valables pour un véritable fluide de bosons et en particulier de confondre les fonctions $\psi_0(2N)$ et $\psi_0(2N+2)$ représentant respectivement N et $(N+1)$ paires liées.

Dans ces conditions :

$$\langle\psi_0(2N)|C_{-k}C_k|\psi_0(2N+2)\rangle \simeq \langle\psi_0|C_{-k}C_k|\psi_0\rangle = b_k$$

De même :

$$\langle\psi_0(2N+2)|C^+_k C^+_{-k}|\psi_0(2N)\rangle \simeq \langle\psi_0|C^+_k C^+_{-k}|\psi_0\rangle = b^+_k$$

En fait, les lois de symétrie montrent que b_k et b^+_k sont réels de sorte que, dans l'état supraconducteur :

$$\langle\psi_0|C_{-k}C_k|\psi_0\rangle = \langle\psi_0|C^+_k C^+_{-k}|\psi_0\rangle = b_k\ . \tag{24}$$

Cette propriété constitue la différence fondamentale entre l'état condensé (formé de paires liées) et l'état normal formé de particules individuelles obéissant à la statistique de Fermi. Dans ce dernier cas en effet, les opérateurs $C_{-k}C_k$ et $C^+_k C^+_{-k}$ ne conservant pas le nombre de particules, modifient complètement la nature de la fonction d'onde, de sorte que :

$$\langle\varphi_F|C_{-k}C_k|\varphi_F\rangle = \langle\varphi_F|C^+_k C^+_{-k}|\varphi_F\rangle \equiv 0.$$

L'énergie de condensation provient donc essentiellement (au second ordre près) de ce terme qui donne dans l'équation (23) linéarisée :

$$[H,\, C_k] = -\varepsilon_k C_k + \sum_{k'} V(k-k')\,\langle\psi_0|C_{-k'}C_{k'}|\psi_0\rangle\, C^+_{-k} = -\varepsilon_k C_k + \Delta_k C^+_{-k} \tag{25}$$

où on a posé :

$$\sum_{k'} V(\vec{k}-\vec{k}')\,b_{k'} = \Delta_k \tag{26}$$

On obtient de même :

$$[H,\, C^+_{-k}] = \varepsilon_k C^+_{-k} + \Delta_k C_k \tag{27}$$

Il ne reste plus maintenant qu'à rechercher les excitations propres du système, c'est-à-dire des combinaisons linéaires convenables de C_k et C^+_{-k} qui rendent diagonales ces équations de mouvement (25) et (27).

Les excitations propres sont données par :

$$\begin{aligned} d_k &= u_k C_k - v_k C_{-k}^+ \\ d_k^+ &= u_k C_k^+ - v_k C_{-k} \end{aligned} \qquad (28)$$

u et v étant des coefficients réels à déterminer.

Nous voulons que :

$$[H, d_k] = u_k(-\varepsilon_k C_k + \Delta_k C_{-k}^+) - v_k(\varepsilon_k C_{-k}^+ + \Delta_k C_k)$$
$$= -\omega_k d_k$$

En substituant l'expression de d_k, on voit que cette condition est satisfaite lorsque les coefficients u_k et v_k sont solutions du système :

$$\begin{aligned} (\omega_k - \varepsilon_k)u_k - \Delta_k v_k &= 0 \\ \Delta_k u_k - (\omega_k + \varepsilon_k)v_k &= 0 \end{aligned} \qquad (29)$$

(29) admet une solution non triviale seulement si son déterminant est nul :

$$\begin{vmatrix} (\omega_k - \varepsilon_k) & -\Delta_k \\ -\Delta_k & (\omega_k + \varepsilon_k) \end{vmatrix} = 0$$

ou encore si :

$$\omega_k^2 = \varepsilon_k^2 + \Delta_k^2 \qquad (30)$$

Nous obtenons ainsi une condition qui constitue le spectre d'énergie des excitations propres.

Il faut maintenant déterminer la structure de ces excitations propres. Pour que d_k représente la création ou l'annihilation d'un fermion, il est nécessaire que :

$$d_k d_k^+ + d_k^+ d_k = 1$$

ce qui est vrai si la condition de normalisation

$$u_k^2 + v_k^2 = 1$$

est remplie.

Il est donc commode de poser :

$$\begin{aligned} u_k &= \cos\theta \\ v_k &= \sin\theta \end{aligned} \qquad (31)$$

La première équation s'écrit, par exemple :

$$\omega_k \cos\theta = \varepsilon_k \cos\theta + \Delta_k \sin\theta$$

d'où finalement :

$$\operatorname{tg} 2\theta = +\frac{\Delta_k}{\varepsilon_k}. \qquad (32)$$

a) Si ε est très supérieur au niveau de Fermi :

$$\frac{\Delta}{\varepsilon} \approx 0 \quad \text{et} \quad \theta = 0 \qquad \text{(fig. 8)}$$

donc : $u_k = 1$ et $v_k = 0$.

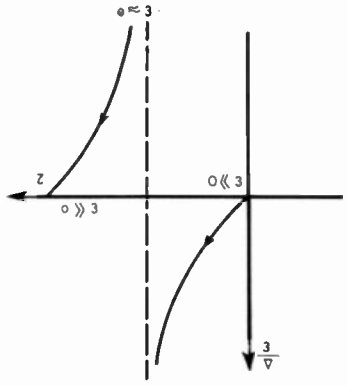


FIG. 8.

L'opérateur destruction d'excitation est sensiblement confondu avec C_k comme dans le cas normal.

b) Si ε est très inférieur au niveau de Fermi au contraire :

$$\frac{\Delta}{\varepsilon} \approx 0 \quad \text{et} \quad \theta = \frac{\pi}{2}$$

donc : $u_k = 0$ et $v_k = 1$.

L'opérateur destruction d'excitation est C_{-k}^+ comme dans le cas normal.

c) Au contraire, si ε est proche du niveau de Fermi ($\varepsilon \approx 0$),

$$\theta \approx \frac{\pi}{4} \quad \text{donc} \quad u_k \approx v_k \approx \frac{\sqrt{2}}{2}$$

L'opérateur destruction d'excitation d_k est donc une combinaison linéaire de C_k et C_{-k}^+ en proportions approximativement égales.

Ceci constitue une nouveauté fondamentale par rapport à un système normal, résultant de l'existence d'un nombre macroscopique de paires liées dans un état unique, qui se comportent comme des bosons.

5.1. *Structure de l'état de base*

Il ne reste plus maintenant qu'à déterminer la structure de $|\psi_0>$ par la condition (14) qui prend ici la forme :

$$d_k \mid \psi_0> \equiv 0$$

quel que soit k. Puisque les excitations obéissent à la statistique de Fermi, les opérateurs d_k satisfont la relation :

$$d_k d_k \equiv 0,$$

De sorte que la fonction d'onde de l'état de base est simplement :

$$|\psi_0> = \prod_k d_k d_{-k} |\varphi_{\text{vide}}>$$

Mais :

$$\begin{aligned} d_k d_{-k} &= (u_k C_k - v_k C_k^+)(u_k C_{-k} - v_k C_k^+) \\ &= u_k^2 C_k C_{-k} - u_k v_k (C_{-k}^+ C_{-k} + C_k C_k^+) - v_k^2 C_k^+ C_{-k}^+ \\ &= u_k^2 C_k C_{-k} - u_k v_k (C_{-k}^+ C_{-k} - C_k^+ C_k) \\ &\qquad - u_k v_k - v_k^2 C_k^+ C_{-k}^+ . \end{aligned}$$

Les trois premiers termes donnent identiquement zéro lorsqu'on les applique au vide ; donc il ne reste que :

$$d_k d_{-k} |\varphi_{\text{vide}}> = -v_k (u_k + v_k C_k^+ C_{-k}^+) |\varphi_{\text{vide}}>$$

Soit à une constante près :

$$|\psi_0> = \prod_k (u_k + v_k C_{k\uparrow}^+ C_{-k\downarrow}^+) |\varphi_{\text{vide}}>. \qquad (33)$$

6. Détermination du spectre d'excitation de l'état de base

6.1. Equation de B.C.S.

Connaissant la fonction d'onde qui représente l'état de base, il est aisé de calculer des valeurs moyennes telles que b_k. En effet :

$$\begin{aligned} b_k &= \langle \psi_0 | C_{-k} C_k | \psi_0 \rangle \\ &= \langle \varphi_{\text{vide}} | u_k C_{-k} C_k C_k^+ C_{-k}^+ v_k | \varphi_{\text{vide}} \rangle \\ &= u_k v_k . \end{aligned}$$

Avec l'aide de (31), nous obtenons immédiatement :

$$b_k = \frac{\Delta_k}{2\sqrt{\varepsilon_k + \Delta_k^2}} = \frac{\Delta_k}{2\omega_k}. \qquad (34)$$

En comparant cette dernière relation à la définition (26), nous obtenons finalement l'équation qui détermine le spectre des énergies d'excitation ω_k :

$$\omega_k = \sqrt{\varepsilon_k^2 + \Delta_k^2}.$$

$$\Delta_k = \frac{1}{2} \sum_{k'} V(\vec{k} - \vec{k}') \frac{\Delta_{k'}}{\omega_{k'}} \qquad (35)$$

Cette équation intégrale permet de déterminer Δ_k quel que soit $V(\vec{k} - \vec{k}')$ donné. On a introduit ici la simplification suivante :

$$\begin{cases} V(\vec{k} - \vec{k}') = V & \text{si } |\varepsilon_k|, |\varepsilon_{k'}| \leqslant k\Theta_D \\ V(k - k') = 0 & \text{dans tout autre cas.} \end{cases}$$

Dans ce cas Δ_k est indépendant de $\vec{k}$ et le spectre des ω_k présente une bande interdite isotrope. En restreignant la sommation à une couche d'épaisseur $k\Theta_D$ de part et d'autre du niveau de Fermi :

$$\Delta = \frac{1}{2} \sum_{k' \in \text{couche}} \frac{V\Delta}{\sqrt{\varepsilon_{k'}^2 + \Delta^2}}$$

ou encore, N_0 étant la densité d'états individuels d'un seul spin au voisinage du niveau de Fermi :

$$1 = N_0 V \int_0^{k\Theta_D} \frac{d\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 + \Delta^2}} \qquad (36)$$

On trouve facilement la solution de cette équation intégrale sous la forme :

$$\frac{k\Theta_D}{\Delta} = \text{sh}\left(\frac{1}{N_0 V}\right) \simeq \frac{1}{2} \exp\left(\frac{1}{N_0 V}\right)$$

Finalement :

$$\Delta = 2k\theta_D \exp\left(-\frac{1}{N_0 V}\right). \qquad (37)$$

C'est là la célèbre relation de Bardeen, Cooper et Schrieffer [*Phys. Rev.* 108, 1175 (1957)].

6.2. Energie de condensation

Il s'agit de comparer les valeurs moyennes de l'hamiltonien (22) dans l'état condensé $|\psi_0>$ et dans l'état normal $|\varphi_F>$.

Dans le premier cas, nous avons :

$$<C_k^+ C_k> = n_k = v_k^2 = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{\varepsilon_k}{\omega_k}\right)$$

$$<C_k^+ C_{-k}^+> = <C_{-k} - C_k> = u_k v_k = \frac{\Delta}{2\omega_k}.$$

L'énergie de l'état de base est donc :

$$E_0 = \sum_k (n_{k\uparrow} + n_{-k\downarrow} - 1)\varepsilon_k - \sum_{kk'} V b_k b_{k'} \qquad (38)$$

$$E_0 = -\sum_k \frac{\varepsilon_k^2}{\omega_k} - \Delta \sum_k \left(\frac{\Delta}{2\omega_k}\right) = -\sum_k \frac{\varepsilon_k^2 + \frac{1}{2}\Delta^2}{\omega_k}$$

à un terme constant près, $\sum_k \varepsilon_k$.

Dans l'état de Fermi, cette expression de l'énergie se réduit simplement à :

$$E_F = -\sum_k |\varepsilon_k|$$

En soustrayant les deux résultats on obtient l'énergie de condensation :

$$\Delta E_0 = E_0 - E_F = \sum_k \left(|\varepsilon_k| - \frac{\varepsilon_k^2 + \frac{1}{2}\Delta^2}{\omega_k} \right)$$

$$\Delta E_0 = -\frac{N_0 \Delta^2}{2}. \qquad (39)$$

6. 3. Densité d'état $\frac{dN}{d\omega}$ en fonction de l'énergie d'excitation

On sait que dans l'état normal $\frac{dN}{d\varepsilon} = N_0$.

Dans l'état condensé, cette répartition est perturbée au voisinage du niveau de Fermi puisqu'on doit y voir apparaître la bande interdite de largeur 2Δ caractéristique de l'état supraconducteur (fig. 9) :

$$\frac{dN}{d\omega} = \frac{dN}{d\varepsilon} \times \frac{d\varepsilon}{d\omega} = N_0 \left[\frac{\omega^2}{\omega^2 - \Delta^2} \right]^{1/2} \qquad \text{si } \omega > \Delta$$

$$\frac{dN}{d\omega} = 0 \qquad \text{si } \omega < \Delta$$

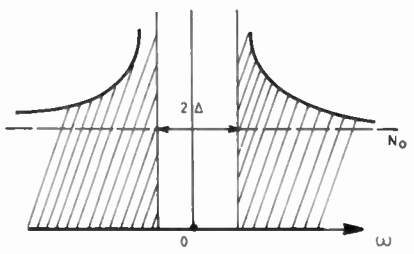


Fig. 9.

6.4. Superfluidité (ou supraconductivité)

La modification de l'énergie (30) des excitations au voisinage du niveau de Fermi a pour conséquence la superfluidité dans le cas d'un système de fermions neutres tels que He^3, ou bien la supraconductivité dans le cas de particules chargées (électrons dans un métal).

Cependant, la théorie électrodynamique d'un supraconducteur est compliquée et fait, en particulier, apparaître des difficultés subtiles relatives à la non-invariance de la solution vis-à-vis des transformations de jauge du potentiel vecteur électromagnétique. De toute manière, même le calcul le plus élémentaire est fort long et tend à cacher le fait physique fondamental à savoir que *la supraconductivité résulte directement de la modification du spectre des excitations individuelles.*

$$\varepsilon(k) \longrightarrow \omega(k).$$

Pour le voir, on demandera au lecteur d'admettre la similitude formelle entre les propriétés de superfluidité et de supraconductivité.

Si en effet, l'hamiltonien du système, en l'absence de champ électromagnétique, est :

$$H = \frac{p^2}{2m} + V$$

on peut traduire la présence d'un champ électromagnétique en ajoutant à la quantité de mouvement $\vec{p}$, un terme proportionnel au potentiel-vecteur $\vec{A}$:

$$\vec{p} \longrightarrow \vec{p} + \frac{\vec{eA}}{c}.$$

Si A est uniforme, cette modification est formellement identique à une translation du système d'axes de coordonnées à une vitesse constante $\vec{U}$ puisque :

$$\vec{p} \longrightarrow \vec{p} + \overrightarrow{MU}.$$

Cette similitude formelle nous permet de raisonner dans le cas d'un système superfluide de fermions neutres, traitant du même coup, par analogie, les propriétés électrodynamiques d'un système supraconducteur de particules chargées.

Considérons donc un fluide placé dans un capillaire cylindrique, l'ensemble étant fixe dans un référentiel (I). A l'instant $t = 0$, on imprime au capillaire un mouvement de translation uniforme de vitesse $-\vec{U}$ parallèle à son axe (fig. 10). Dès cet instant, il devient impossible d'évaluer les propriétés thermodynamiques du fluide dans le référentiel fixe (I), car le mouvement des parois introduirait des conditions aux limites que nous ne savons pas traiter en mécanique statistique. Il est donc nécessaire de se placer dans un système d'axes où les parois sont fixes, c'est-à-dire le référentiel (II) qui accompagne le mouvement du capillaire.

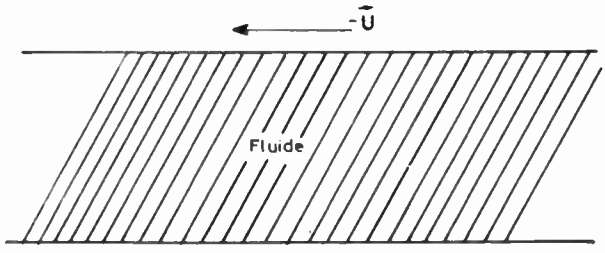


Fig. 10.

On vérifiera aisément que si E_0, $\vec{P}_0$ sont respectivement l'énergie et la quantité de mouvement totale d'un système matériel quelconque de masse M, dans le référentiel (I), l'énergie du même système dans le référentiel (II) en translation uniforme par rapport au premier vaut :

$$E = E_0 + \vec{P}_0 \cdot \vec{U} + \frac{1}{2} M U^2 \qquad (40)$$

$-\vec{U}$ étant la vitesse de (II) par rapport à (I).

Dans le cas qui nous occupe, le système matériel est un fluide initialement au repos dans (I) :

$$E_0 = 0$$
$$\vec{P}_0 = 0$$

Et par suite :

$$E = \frac{1}{2} M U^2.$$

Mais lorsque le capillaire est en mouvement, le frottement des parois tend à entraîner progressivement le fluide dans la direction $-\vec{U}$. Du point de vue de la mécanique statistique quantique, il faut considérer le fluide globalement comme un système de particules initialement au repos (état de base) et progressivement accéléré par l'introduction successive d'excitations élémentaires engendrées par l'interaction avec les parois. Considérons l'état du système qui vient de recevoir une seule excitation caractérisée par une énergie ω et une quantité de mouvement $\vec{k}$.

Dans le référentiel (I), on a alors :

$$E_0 = \omega$$
$$\vec{P}_0 = \vec{k}$$

Et par suite, dans le référentiel (II) :

$$E = \omega + \vec{k} \cdot \vec{U} + \frac{1}{2} M U^2$$

$(\omega + \vec{k} \cdot \vec{U})$ représente donc la variation d'énergie résultant de l'introduction de l'excitation $\vec{k}$, ω dans le fluide. Pour être thermodynamiquement stable, ce processus doit entraîner un gain d'énergie libre c'est-à-dire :

$$\omega + \vec{k} \cdot \vec{U} < 0.$$

Si $\vec{k}$ et $\vec{U}$ sont antiparallèles (cas le plus favorable), nous obtenons la condition :

$$\omega - k \cdot U < 0. \qquad (41)$$

Examinons maintenant comment cette condition est satisfaite dans un fluide de Fermi normal et dans un fluide condensé (superfluide).

6.4.1. *Cas d'un fluide de Fermi normal*

Nous avons vu que le spectre des excitations passe par 0 au voisinage du niveau de Fermi (fig. 11). Quelle que soit la vitesse de translation U aussi petite

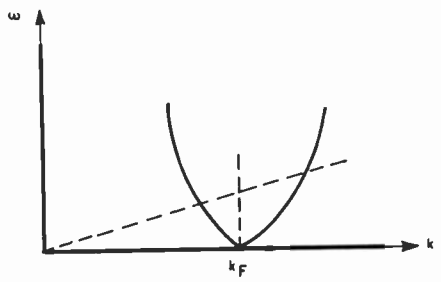


FIG. 11.

que l'on veut, la droite de pente U coupe nécessairement le spectre et, par conséquent, il existe toujours des excitations très proches du niveau de Fermi. telles que :

$$\frac{\omega}{k} < U.$$

Ces excitations seront donc produites en nombre macroscopique par les parois jusqu'à ce que le mouvement relatif des parois par rapport au fluide soit annulé. Un fluide de Fermi normal est donc *visqueux*.

L'état thermodynamique stable d'un fluide visqueux est en effet celui dans lequel le fluide accompagne le mouvement des parois comme il est aisé de le vérifier expérimentalement en faisant, par exemple, tourner un verre plein d'eau.

6.4.2. *Cas d'un superfluide*

Dans le cas d'un système de fermions supraconducteur (ou condensé), au contraire, nous avons vu que le spectre des excitations présente un minimum non nul (fig. 12) :

$$\omega \geq \Delta$$

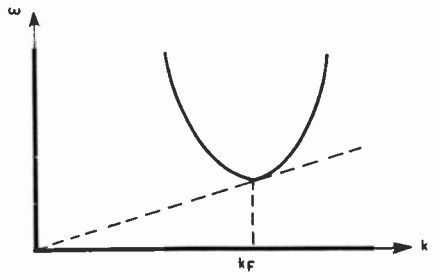


FIG. 12.

au voisinage du niveau de Fermi. Le rapport ω/k des excitations possibles du système ne saurait donc être inférieur à une limite peu différente de Δ/k_F. Si la vitesse relative des parois est inférieure à cette limite :

$$U \leqslant \frac{\Delta}{k_F},$$

aucune excitation stable ne peut être produite (s'il y en avait une, elle devrait disparaître parce qu'elle correspondrait à un accroissement d'énergie du système). Par conséquent, le mouvement des parois ne peut pas modifier l'état du fluide qui doit rester dans l'état de base c'est-à-dire immobile. Autrement dit, le fluide ne ressent aucune force de friction : c'est un *superfluide*.

L'existence de la bande interdite Δ a donc pour conséquence une modification radicale de la réponse du fluide à la perturbation constituée par une translation uniforme ou, par analogie, l'introduction d'un potentiel-vecteur $\vec{A}$ uniforme.

Plus généralement, on sait que le fluide d'électrons de conduction dans un solide est normalement soumis à une friction par les défauts du réseau cristallin, qui constitue la résistivité du conducteur. Lorsque ce fluide d'électrons se condense dans l'état supraconducteur, l'interaction avec le réseau (qui joue un rôle analogue aux parois du capillaire) ne peut plus produire d'excitation stable, de sorte que le mouvement relatif des électrons par rapport au réseau cristallin (courant électrique) ne peut pas être ralenti.

On dit que le métal est devenu supraconducteur : sa résistivité est devenue rigoureusement nulle.

7. Thermodynamique de la phase supraconductrice

A $T = 0$ °K, le système se trouve donc exactement dans son état de base $|\psi_0>$ que nous venons de déterminer. A une température T finie mais voisine de 0, le système est très peu excité et on peut supposer que les excitations individuelles restent essentiellement indépendantes les unes des autres. La connaissance de l'état de base nous permet donc encore de déterminer ces modes d'excitation individuels.

Supposons d'abord que l'on se trouve suffisamment loin du niveau de Fermi pour que $|\psi_0>$ soit pratiquement confondu avec la distribution de Fermi.

Soit, par exemple, $k \gg k_F$. Si $|\psi'_0>$ représente la distribution de tous les niveaux individuels à l'exception de $\vec{k}\uparrow$ et $-\vec{k}\downarrow$, *l'état de base* est représenté par :

$$|\psi_0> \simeq |\psi'_0> \qquad n_k = n_{-k} = 0$$

et le système possède clairement *trois états excités* :

$$|\psi_{\mathrm{I}}> = C_k^+ |\psi'_0> \qquad n_k = 1 \qquad n_{-k} = 0$$

$$|\psi_{\mathrm{II}}> = C_{-k}^+ |\psi'_0> \qquad n_k = 0 \qquad n_{-k} = 1$$

$$|\psi_{\mathrm{III}}> = C_k^+ C_{-k}^+ |\psi'_0> \qquad n_k = n_{-k} = 1$$

La même chose se produit en dessous du niveau de Fermi ($k \ll k_F$), C_k remplaçant simplement C_k^+.

Au voisinage du niveau de Fermi toutefois, la situation est modifiée puisque les modes propres d'excitation sont des d_k^+ plutôt que C_k ou C_k^+.

Les quatre états d'occupations possibles des états $k\uparrow$ et $-k\downarrow$ sont donc :

$$|\psi_0> = (u_k + v_k C_k^+ C_{-k}^+)|\psi'_0> \qquad \text{(état de base)}$$

$$|\psi_1> = C_k^+ |\psi'_0> \qquad \text{(état excité)}$$

$$|\psi_{\mathrm{II}}> = C_{-k}^+ |\psi'_0> \qquad »$$

$$|\psi_{\mathrm{III}}> = (u_k C_k^+ C_{-k}^+ - v_k)|\psi'_0> \qquad »$$

On vérifiera aisément que ces quatre fonctions d'onde sont convenablement normées et mutuellement orthogonales.

$$<\psi_i \mid \psi_j> = \delta_{ij}.$$

Comment varie l'énergie, c'est-à-dire la valeur moyenne de H, lorsqu'on passe de l'état de base à l'un de ces états excités ? Clairement, seuls les termes faisant intervenir $<C_{\pm k}^+ C_{\pm k}>$ ou $<C_k^+ C_{-k}^+>$, $<C_{-k} C_k>$ sont modifiés.

Nous allons donc faire ressortir ces termes dans l'expression (38) de l'énergie en écrivant :

$$E = (<C_k^+ C_k> + <C_{-k}^+ C_{-k}> - 1)\varepsilon_k - 2\Big(\sum_{k'} V b_{k'}\Big) \cdot <C_{-k} C_k> + \text{constante}$$

Noter que $<C_{-k}C_k>$ apparaît *deux fois* dans la double somme $\sum_{kk'} V b_k \cdot b_k$.

On a donc fait apparaître explicitement ce facteur 2 dans le but de comparer aisément les énergies des quatre états d'occupation de $\vec{k}\uparrow$ et $-\vec{k}\downarrow$. A une constante près, on peut donc utiliser :

$$E^{(k)} = (n_k + n_{-k} - 1)\varepsilon_k - 2\Delta <C_{-k} C_k>. \qquad (42)$$

Il est clair que dans l'état de base $|\psi_0>$:

$$E_0^{(k)} = -\frac{\varepsilon_k^2 + \Delta^2}{\omega_k} = -\omega_k.$$

Dans l'état $\psi_{\mathrm{I}}>$, $n_k = 1$, $n_{-k} = 0$, donc :

$$<C_{-k}\, C_k> = 0$$

$$E_{\mathrm{I}}^{(k)} = 0.$$

Il en est évidemment de même pour l'état $|\psi_{\mathrm{II}}>$:

$$E_{\mathrm{II}}^{(k)} = 0.$$

Enfin dans l'état $|\psi_{III}>$:

$$n_k = n_{-k} = u_k^2 = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{\varepsilon_k}{\omega_k}\right).$$

Tandis que :

$$<C_k^+ C_{-k}^+> = <C_{-k} C_k> = -u_k v_k = -\frac{\Delta}{2\omega_k}$$

De sorte que :

$$E_{III}^{(k)} = \frac{\varepsilon_k^2 + \Delta^2}{\omega_k} = \omega_k.$$

Nous avons donc le tableau suivant pour les deux niveaux $\vec{k}\uparrow$ et $-\vec{k}\downarrow$:

Etat d'occupation	Energie relative $E^{(k)}$	$\langle c_{-k}\ c_k \rangle$
0	$-\omega_k$	$\frac{\Delta}{2\omega_k}$
I	0	0
II	0	0
III	$+\omega_k$	$-\frac{\Delta}{2\omega_k}$

L'état stable du système à une température finie T n'est aucun de ces états purs mais un mélange statistique des quatre.

Par suite, la bande Δ interdite donnée par la définition (26) :

$$\Delta = \sum_{k'} V \overline{b_{k'}}$$

devient une fonction de la température par l'intermédiaire de la moyenne statistique :

$$\overline{b_{k'}} = \frac{\frac{\Delta}{2\omega_{k'}} e^{\beta\omega_{k'}} - \frac{\Delta}{2\omega_{k'}} e^{-\beta\omega_{k'}}}{e^{-\beta\omega_{k'}} + e^{\beta\omega_{k'}} + 2} = \frac{\Delta}{2\omega_{k'}} \operatorname{th}\left(\frac{\beta\omega_{k'}}{2}\right) \quad (43)$$

On a posé $\beta = \frac{1}{kT}$.

Donc :

$$\Delta = \sum_{k'} V \frac{\Delta}{2\omega_{k'}} \cdot \operatorname{th}\left(\frac{\beta\omega_{k'}}{2}\right). \quad (44)$$

La solution complète de (44) montre que Δ varie de $\Delta(0)$ pour $T = 0$ (calculé précédemment) à 0 pour $T = T_c$.

La variation de Δ en fonction de T donne la variation de l'énergie de condensation en fonction T d'où la valeur du champ critique H_c.

On retrouve effectivement une variation pratiquement parabolique très voisine de celle qui résulte de la théorie phénoménologique à deux fluides de GORTER et CASIMIR (fig. 13).

$$H(T) \simeq H_0\left(1 - \frac{T^2}{T_c^2}\right). \quad (45)$$

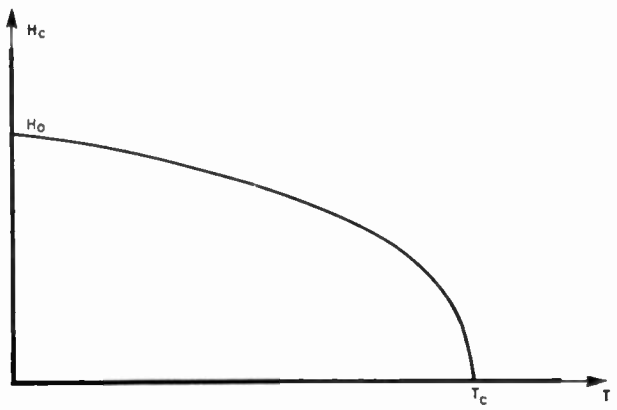


FIG. 13.

7.1. CHALEUR SPÉCIFIQUE

La fonction de partition pour les quatre états d'occupation de la paire $\vec{k}\uparrow$, $-\vec{k}\downarrow$ est (voir tableau) :

$$Z_k = e^{\beta\omega_k} + e^{-\beta\omega_k} + 2 \quad (46)$$

On en déduit aisément l'entropie du système :

$$S = k\sum_k \left(\operatorname{Log} Z_k + T\frac{\partial}{\partial T}\operatorname{Log} Z_k\right)$$

$$S = 2k\sum_k \left[\operatorname{Log}(1 + e^{-\beta\omega_k}) + \frac{\beta\omega_k}{1 + e^{\beta\omega_k}}\right].$$

La chaleur spécifique correspondante $C = T\frac{\partial S}{\partial T}$ prend une expression particulièrement simple dans le cas limite des basses températures ($T \to 0$) :

$$C \simeq 2k\beta^2 \sum_q \frac{\omega_q^2 e^{\beta\omega_q}}{(1 + e^{\beta\omega_q})^2} \simeq 4k\beta^2 N_0 \cdot \Delta^2 e^{-\beta\Delta}. \quad (47)$$

La chaleur spécifique du système condensé décroît donc exponentiellement au voisinage du zéro absolu comme l'avait initialement établi GOODMAN par une voie expérimentale et semi-empirique.

7.2. TEMPÉRATURE DE TRANSITION

Nous nous contenterons ici de résoudre (44) pour $T = T_c$, c'est-à-dire lorsque $\omega_k \to |\varepsilon_k|$.

On a alors :

$$1 = N_0 V \int_0^{k\theta_D} \frac{d\varepsilon}{\varepsilon} \operatorname{th}\left(\frac{\beta_c \varepsilon}{2}\right)$$

d'où :

$$\frac{1}{\beta_c} = kT_c = 1{,}14\, k\Theta_D \exp\left(-\frac{1}{N_0 V}\right). \quad (48)$$

On obtient ainsi une relation entre la température de transition et le potentiel attractif V, comme il était prévu au début de la théorie. Avec l'aide de (39), (37) et (48) nous pouvons finalement relier l'énergie de condensation ΔE_0 à la température de transition. Conformément à notre intuition physique (1), nous trouvons :

$$\Delta E_0 \simeq -1{,}5\, N_0 (kT_c)^2,$$

c'est-à-dire une expression caractéristique des phénomènes coopératifs dont la condensation à l'état supraconducteur est un exemple remarquable.

PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DES SUPRACONDUCTEURS DE DEUXIÈME ESPÈCE *

PAR

P.G. DE GENNES

Physique des Solides. Faculté des Sciences. Orsay (S.-et-O.)

1. Introduction

On peut distinguer, parmi les matériaux supraconducteurs, deux catégories : chacune est caractérisée par un comportement particulier lorsque le métal ou l'alliage est soumis à un champ magnétique H.

Certains matériaux présentent un diamagnétisme parfait jusqu'au champ critique H_c. Aucune ligne de force du champ ne pénètre à l'intérieur du matériau, c'est l'effet Meissner. Une zone transitoire d'épaisseur λ (de l'ordre de 500 Å) dans laquelle le champ magnétique décroît exponentiellement permet de raccorder la région de champ nul à l'intérieur du matériau à la région de champ H à la surface. On les appelle matériau de première espèce. L'étain, l'indium, le plomb, l'aluminium appartiennent à cette catégorie.

D'autres corps supraconducteurs ont un comportement plus complexe. Soumis à un champ magnétique H croissant, ils présentent un effet Meissner parfait pour les champs faibles, inférieurs à une première valeur critique H_{c_1}. Au delà de ce premier seuil H_{c_1} les lignes de force pénètrent partiellement à l'intérieur du matériau et l'aimantation diamagnétique décroît progressivement en valeur absolue lorsque le champ augmente. Pour une deuxième valeur critique H_{c_2} du champ magnétique, l'aimantation devient nulle, le matériau est devenu « normal » dans son ensemble.

Les corps supraconducteurs de ce type sont dits de deuxième espèce. Ils présentent un très grand intérêt technologique car la valeur du champ H_{c_2} qui peut être très élevée, rend possible la réalisation de bobinages pour champs intenses ($\sim$ 150 kG). Nous allons analyser leurs propriétés d'une manière plus précise.

(*) Les unités utilisées ici, sont celles du système u.e.m. CGS.

2. Description macroscopique. Courbes d'aimantation d'un cylindre long.

a) Un cylindre (*) d'un matériau de deuxième espèce placé dans un champ longitudinal H (fig. 1) ne montre un effet Meissner « parfait » (expulsion totale des lignes de force) que pour des champs H très faibles $H < H_{c_1}$ Si, à partir de données thermiques, on calcule le champ H_c défini par la différence des énergies libres entre l'état normal et l'état supraconducteur en champ nul :

$$F_n - F_s = \frac{H_c^2}{8\pi} \qquad (1)$$

on trouve que H_{c_1} est nettement plus petit que H_c. Par exemple, pour le composé V_3Ga, à la température $T = 0$ on a :

$$(H_c) \simeq 6\,000 \text{ G} \quad \text{et} \quad (H_{c_1}) \lesssim 200 \text{ G}.$$

b) Pour $H > H_{c_1}$, il y a des lignes de force qui pénètrent dans le cylindre, mais même quand on a atteint l'équilibre thermodynamique cette pénétration n'est pas complète : le flux ϕ porté par le cylindre reste inférieur à sa valeur dans l'état normal. Cela implique l'existence de courants permanents dans le spécimen, qui reste encore supraconducteur. Cette situation subsiste dans un domaine de champ $H_{c_1} < H < H_{c_2}$. H_{c_2} est supérieur à H_c, et peut être très grand ($\sim 3.10^5$ gauss).

(*) Le choix de cette forme d'échantillon assure l'uniformité spatiale des champs internes ; ici c'est une condition très importante pour la clarté de la comparaison éventuelle avec les supraconducteurs de première espèce ; dans un champ non uniforme, ceux-ci présentent un état intermédiaire, compliqué, qui rendrait la comparaison difficile.

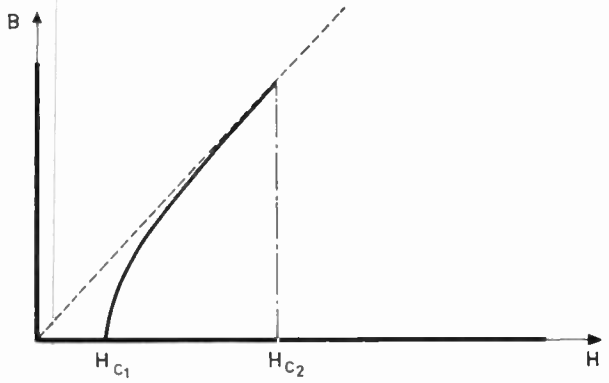


FIG. 1. — Induction dans un supraconducteur de deuxième espèce.

Ces propriétés peuvent être décrites à l'aide d'un diagramme d'équilibre $B(H)$ (fig. 1). On trouve plus souvent dans la littérature la courbe donnant la densité d'aimantation M du matériau, définie par :

$$B = H + 4\pi M \qquad (2)$$

(voir fig. 2).

En pratique, l'observation de ces courbes est souvent compliquée par les difficultés que l'on éprouve à réaliser l'état d'équilibre : les défauts de structure s'opposent au déplacement des lignes de force. Toutefois, les premières déterminations de courbes réversibles de ce type, sur des alliages de métaux de la série B, sont très anciennes (SCHUBNIKOV, 1937). Malheureusement, ce travail de SCHUBNIKOV est resté méconnu pendant près de 30 ans.

Sur la figure 2 nous avons représenté, en pointillé, la courbe d'aimantation que l'on trouverait pour un

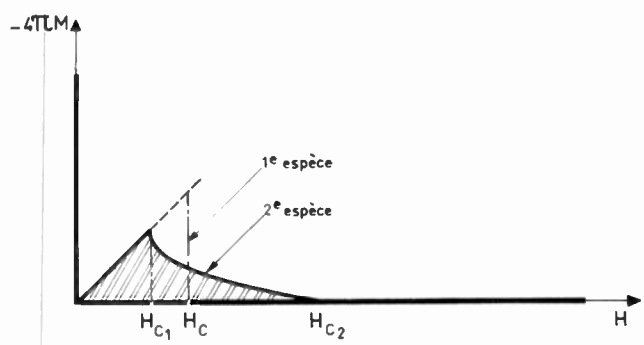


FIG. 2. — Aimantation des supraconducteurs de première et deuxième espèces.

supraconducteur de première espèce avec le même H_c. (Ces deux courbes sont reliées par une propriété remarquable : les aires qu'elles sous-tendent sont égales).

c) Lorsque $H > H_{c_2}$ un spécimen macroscopique ne montre plus d'expulsion de flux ($B \equiv H$). Toutefois la supraconductivité n'est pas complètement détruite : dans un intervalle $H_{c_2} < H < H_{c_3}$ (où H_{c_3} est habituellement voisin de 1,6 H_{c_2}), il subsiste sur tout ou partie de la surface du spécimen un tégument supraconducteur dont l'épaisseur typique est de 1 000 Å. L'existence de ce tégument a été d'abord prédite théoriquement, puis vérifiée par un grand nombre d'expériences récentes.

En fonction de la température, les champs H_{c_1}, H_{c_2}, H_{c_3} varient comme l'indique la figure 3. On

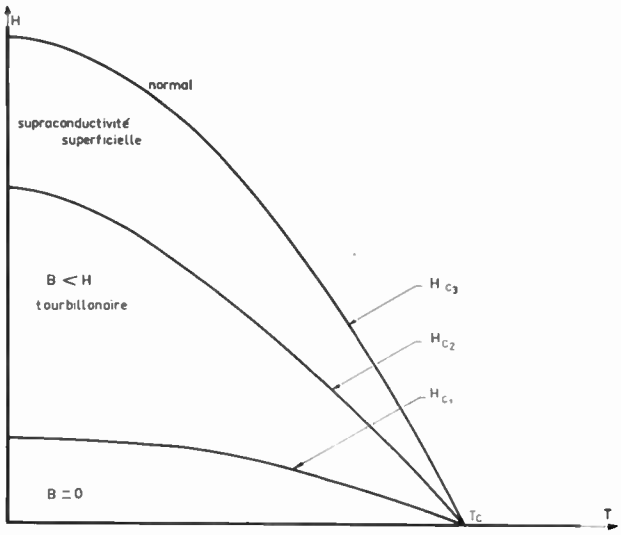


FIG. 3. — Variation des champs critiques H_{c1}, H_{c2} et H_{c3} en fonction de la température.

rencontre quatre régions qui correspondent respectivement à :

1) l'état supraconducteur habituel avec effet Meissner parfait,

2) la région de pénétration incomplète (que nous appellerons l'état tourbillonnaire, pour des raisons qui seront expliquées plus loin),

3) la région de supraconductivité superficielle,

4) la région normale.

La ligne de séparation entre les régions 2 et 3 (ligne H_{c_2}) correspond à une transition du second ordre ; en effet :

1) Par les mesures d'aimantation, on vérifie que la courbe $B(H)$ est continue pour $H = H_{c_2}$.

2) Dans les (rares) cas où l'on a fait des mesures thermiques (V_3Ga) il apparaît qu'il n'y a pas de chaleur latente pour la transformation, mais seulement une discontinuité de chaleur spécifique.

3. Description microscopique : l'état tourbillonnaire

a) Dans un matériau de première espèce, on sait que pour $H < H_c$ le flux magnétique ne pénètre pas,

sauf dans une faible épaisseur λ ($\sim$ 500 Å) au voisinage de la surface du spécimen. Ce comportement s'explique qualitativement en analysant les différents termes de l'énergie libre.

L'énergie f de l'élément de volume $d\tau$ s'écrit :

$$f = \int d\tau \left(F_s + \frac{h^2}{8\pi} + \frac{1}{2} m^* v_s^2 n_s \right) \qquad (3)$$

F_s est la densité d'énergie dans l'état supraconducteur en l'absence de champ, $h^2/8\pi$ est le terme magnétique représentant le diamagnétisme du supraconducteur, le dernier terme représente l'énergie cinétique des n_s superélectrons de masse m^* et de vitesse v_s contenus dans l'unité de volume. Les superélectrons sont définis ici comme les électrons qui se déplacent à l'intérieur du matériau sans dissipation d'énergie.

h et v_s sont liés par l'équation de Maxwell-Ampère :

$$\text{rot } \vec{h} = 4\pi \vec{j} = 4\pi n_s e \vec{v_s} \qquad (4)$$

et l'on a d'autre part :

$$\text{div } \vec{h} = 0. \qquad (5)$$

On peut donc écrire (3) sous la forme :

$$f = \int d\tau \left[F_s + \frac{1}{8\pi} (h^2 + \lambda^2 |\text{rot } h|^2 \right] \qquad (6)$$

avec

$$\lambda^2 = \frac{m^*}{4\pi n_s e^2}. \qquad (7)$$

En exprimant que cette énergie est minimale pour la répartition de h à l'équilibre, c'est-à-dire en écrivant que la variation δf pour une variation δh est nulle au premier ordre, on retrouve l'équation de London :

$$\vec{h} + \lambda^2 \text{ rot rot } \vec{h} = 0 \qquad (8)$$

Il est facile de vérifier que l'équation (8) impose au champ magnétique une loi de décroissance exponentielle lorsqu'on se déplace vers l'intérieur de l'échantillon. En effet l'équation (8) peut s'écrire en tenant compte de (5) :

$$\vec{h} - \lambda^2 \Delta \vec{h} = 0 \qquad (9)$$

Pour le cas d'un échantillon semi-infini occupant le volume $x<0$ (cas très général car λ est pratiquement toujours très petit devant les dimensions de l'échantillon et les rayons de courbure de sa surface) et en supposant que le champ appliqué est parallèle à Oy, on a :

$$\frac{\partial^2 h_y}{\partial x^2} = \frac{h_y}{\lambda^2}.$$

La validité même du modèle implique les conditions aux limites :

$$x = \infty \qquad h_y = 0$$

$$x = 0 \qquad h_y = h_{\text{appliqué}}$$

La loi de variation est donc bien :

$$h_y = h_{\text{app.}}\, e^{-\frac{x}{\lambda}}, \qquad (10)$$

loi exponentielle caractérisée par l' « épaisseur de pénétration » λ.

On peut donc dire qu'à l'échelle macroscopique, il n'y a aucune pénétration de flux, et que l'induction est nulle ($B = 0$) à l'intérieur de l'échantillon, en négligeant le domaine de transition d'épaisseur λ.

b) Dans un matériau de deuxième espèce, au contraire, $B \neq 0$ pour $H_{c_1} < H < H_{c_2}$. Donc l'équation (8) doit tomber en défaut, au moins dans certaines régions singulières. La façon la plus économique (en énergie) pour construire ces régions est la suivante [1] :

Considérons une ligne de force particulière (fig. 4) (orientée le long de Oz) et détruisons la supraconductivité autour de cette ligne, sur un (petit) rayon ξ.

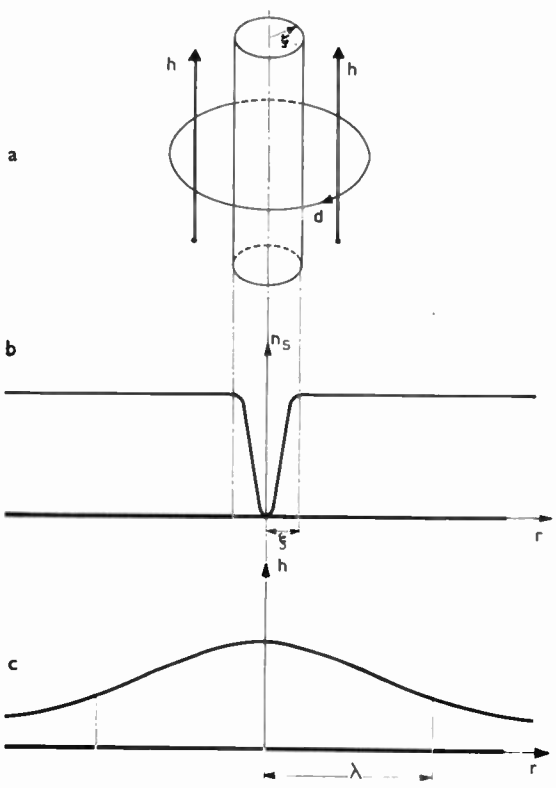


FIG. 4. — *a)* Schéma d'une ligne de tourbillon.

b) Densité des superélectrons dans une ligne de tourbillon.

c) Variation du champ magnétique au voisinage d'une ligne de tourbillon.

Autour du cœur normal ainsi obtenu, nous pouvons faire passer des lignes de force dans un cylindre de rayon λ. Nous devons fournir de l'énergie pour créer le cœur normal, et surtout, nous devons établir les courants j qui font écran au champ, donc fournir de l'énergie cinétique $\frac{1}{2} n_s m^* v_s^2$, (les courants s'enroulent autour de la ligne, d'où le nom de *ligne de tourbillon*). Par contre, nous récupérons de l'énergie magnétique, car pour un champ extérieur H imposé, il est, du point de vue macroscopique, visiblement avantageux de permettre à certaines lignes de force de traverser le spécimen.

Soit ϕ_0 le flux total $\int h \, dx \, dy$ porté par une telle ligne. La mécanique quantique impose à ce flux d'être un multiple entier du quantum de flux $\Phi_0 = h/2e = 2 \cdot 10^{-7}$ gauss/cm². L'énergie de création d'une ligne est quadratique en h et v_s, donc en ϕ_0 : en conclusion, si nous voulons accommoder n quanta de flux, il vaut mieux créer n lignes à un quantum qu'une ligne à n quanta.

L'état de division maximal est réalisé et chaque ligne porte un quantum de flux ϕ_0.

L'énergie nécessaire pour créer un centimètre de ligne, ou tension de ligne J, est :

$$J = \int dx \, dy \left(\frac{h^2}{8\pi} + \frac{1}{2} n_s m^* v_s^2 \right). \qquad (11)$$

Les deux termes contribuent également. Le champ s'étend sur un rayon λ et est, par conséquent, de l'ordre de ϕ_0/λ^2.

Donc : $$J \sim \left(\frac{\phi_0}{\lambda^2} \right)^2 \lambda^2.$$

S'il y a n lignes par cm² (donc une induction $B = n\phi_0$) le potentiel de GIBBS par cm³ est :

$$\mathcal{G} = nJ - \frac{BH}{4\pi}. \qquad (12)$$

Le deuxième terme décrit l'effet du champ extérieur H, qui tend à favoriser l'entrée des lignes. Ces lignes pénétreront si $\mathcal{G} < 0$, c'est-à-dire si $H > H_{c_1}$ avec :

$$H_{c_1} = \frac{4\pi J}{\phi_0} \cong \frac{\phi_0}{\lambda^2}. \qquad (13)$$

Pour $H > H_{c1}$ la pénétration des lignes est limitée par les interactions entre lignes : les forces sont répulsives et de portée λ. On peut s'en rendre compte qualitativement en considérant le cas analogue de deux spires circulaires, voisines et situées dans le même plan. Les lignes se disposent en un réseau (triangulaire) plus ou moins régulier ; lorsque H augmente, la distance d entre lignes diminue ; finalement lorsque les cœurs normaux viennent en contact ($d \sim \xi$), la masse du spécimen redevient normale. Cela correspond à une induction $B_{max} = n\phi_0 \sim \frac{\phi_0}{\xi^2}$, donc :

$$H_{c_2} \sim \frac{\phi_0}{\xi^2}. \qquad (14)$$

Bien entendu toute cette description n'a de sens que si $H_{c_2} > H_{c_1}$ c'est-à-dire $\lambda > \xi$: c'est cette condition qui définit les matériaux de deuxième espèce.

Pour la comprendre il nous faut situer l'ordre de grandeur de ξ. Il est raisonnable de supposer que les états électroniques mis en jeu dans le phénomène de supraconductivité correspondent à des écarts d'énergie de l'ordre de $\Delta E = k T_c$, au voisinage de la surface de Fermi, T_c étant la température de transition.

La durée de vie τ des états électroniques est donnée, en ordre de grandeur, par la relation d'incertitude :

$$\Delta E \times \tau = \hbar.$$

On a donc :

$$\tau = \frac{\hbar}{k T_c}.$$

Si nous détruisons la supraconductivité au centre de la ligne, cette perturbation sera transmise par des électrons se propageant avec la vitesse au niveau de Fermi v_F, le temps de parcours étant de l'ordre τ Donc, dans un matériau pur :

$$\xi \sim v_F \tau \sim \frac{\hbar v_F}{k_B T_c}.$$

Dans les métaux de la série B (Sn, In, Al, etc.), les électrons sont peu liés, v_F est élevé ($\sim 10^8$ cm/s) et ξ est grand ($\xi \cong 10^4$ Å pour Al), donc $\xi > \lambda$. Ce sont des matériaux de première espèce. Par contre, pour de nombreux métaux (Nb) et composés de transition (V_3Ga, Nb_3Sn) à bandes étroites, les électrons sont fortement liés, v_F est faible, donc λ est petit ($\xi \sim 50$ Å pour V_3Ga) (*). Par ailleurs λ est grand, comme le montre (7) car la masse effective m^* est élevée. On réalise alors la condition $\lambda > \xi$ et le champ critique $H_{c_2} \sim \frac{\phi_0}{\xi^2}$ peut devenir très grand ($3 \cdot 10^5$ gauss). L'importance de ces effets de bande étroite a été soulignée en particulier par GOODMANN.

La structure de l'état tourbillonnaire que nous venons de décrire peut être calculée en détail, au

(*) Dans un alliage, la distance parcourue serait encore réduite à cause des collisions. En outre, dans un alliage, l'épaisseur de pénétration λ devient plus grande que la valeur prédite par l'équation (7). Ces deux effets augmentent le rapport λ/ξ.

moins dans certains cas limites, et conduit à des courbes d'aimantation réversible en bon accord avec les mesures qui ont été faites récemment sur un grand nombre d'alliages.

Peut-on mettre directement en évidence les lignes ? Dans plusieurs laboratoires étrangers, des observations par microscopie électronique ont été tentées, jusqu'à présent sans succès. Il faut réaliser que pour une induction $B = 10^4$ gauss la distance entre lignes d (donnée par $B \sim \frac{\phi_0}{d^2}$) est d'environ 300 Å, échelle assez incommode. En outre les lignes ne sont matérialisées que par leur distribution de courants et de champs magnétiques : aucune distorsion mesurable du réseau, par exemple, n'est à attendre dans la région du cœur normal. Enfin, les électrons n'observent que la surface d'un spécimen, au voisinage de laquelle les lignes sont probablement évasées.

Par contre, des résultats intéressants ont été obtenus par *diffraction de neutrons* : les neutrons, doués d'un moment magnétique, subissent des réflexions de Bragg sur la distribution périodique de champ associée aux lignes. L'expérience, proposée en 1963, a été réalisée récemment par CRIBIER et al. au Commissariat de l'Énergie Atomique, avec des neutrons de longueur d'onde 5 Å, sur du niobium. Typiquement, $B = 2\,000$ gauss, $d = 1\,000$ Å et les angles de diffraction θ sont de l'ordre de 20′ d'arc. L'expérience est donc difficile, mais une réflexion sélective, caractéristique d'un ordre au moins à courte distance, a été observée, et θ augmente avec B comme prévu.

4. Situations hors d'équilibre

Jusqu'à présent, nous n'avons étudié que le comportement à l'équilibre des matériaux de deuxième espèce. Nous avons vu en particulier que si ξ est petit, le champ critique $H_{c_2} \sim \frac{\phi_0}{\xi^2}$ est très élevé.

Du point de vue technique, toutefois, ce qui est important est d'obtenir des fils supraconducteurs capables non seulement de supporter des champs extérieurs élevés lorsqu'ils sont parcourus par de faibles courants, mais aussi de porter les courants élevés nécessaires pour produire ces champs. Or l'état d'équilibre des lignes (en présence d'un champ extérieur uniforme) correspond à une densité de lignes qui soit partout la même, B = constante, donc à un courant global :

$$\vec{J} = \frac{1}{4\pi} \operatorname{rot} \vec{B} = 0.$$

Pour empêcher la densité des lignes de s'uniformiser, il faut les *bloquer* par des défauts de réseau convenablement choisis (cavités, dislocations, précipités).

4.1. AU ZÉRO ABSOLU

On réalise alors des équilibres métastables, où l'induction B (dirigée par exemple selon Oz) varie (par exemple selon Ox). Chaque ligne est alors soumise à deux types de forces :

1) Puisque les lignes se repoussent, les régions de forte densité (B élevé) tendent à se dilater. On montre facilement que, dans la région la plus intéressante en pratique, la force résultante (par cm³) est simplement :

$$\alpha = -\frac{1}{4\pi} B \frac{\partial B}{\partial x} = BJ.$$

On peut la considérer soit comme le gradient d'une pression $B^2/8\pi$, soit comme une force de Lorentz $\vec{J} \wedge \vec{B}$.

2) Les défauts sont capables d'exercer sur les lignes une force de sens opposé, inférieure ou égale à une certaine limite f. Une série d'expérience de KIM et al. [4] sur NbZr et Nb_3Sn a montré que, pour ces systèmes au moins, et pour des champs dans la gamme étudiée (10^4 gauss), f est pratiquement indépendant de la densité de lignes, c'est-à-dire de B. Ce résultat très simple n'a pas encore reçu d'explication théorique tout à fait satisfaisante. En particulier, on s'attendrait à ce que les défauts soient efficaces au maximum lorsque leur dimension est égale à la distance entre lignes d, qui dépend de B :

$$d \sim \left(\frac{\phi_0}{B}\right)^{1/2}.$$

Lorsqu'on applique progressivement un champ croissant à un spécimen vierge (fig. 5) les lignes de

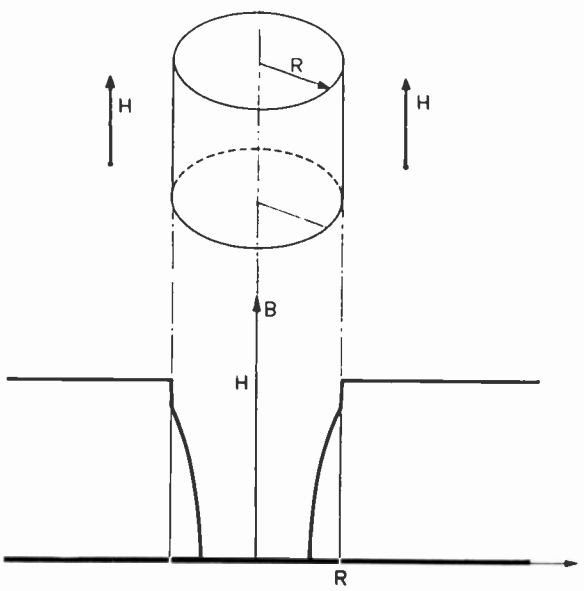


FIG. 5. — Profil du flux dans un cylindre épais de matériau dur, (H appliqué par valeurs croissantes).

force ne pénètrent pas en général jusqu'au centre, à cause du bloquage par les défauts. Il s'établit un profil $B(x)$ tel qu'en chaque point, la force de bloquage soit juste égale à sa valeur critique f. (La situation est comparable à celle d'un tas de sable, dont l'inclinaison se stabilise à une certaine valeur critique). L'importance de ce profil d'équilibre métastable (profil critique) a été soulignée en premier lieu par BEAN [3] : sa détermination expérimentale constitue le problème central de l'étude des supraconducteurs durs.

Typiquement, nous avons des courants critiques de 10^5 A/cm² correspondant à $\frac{\partial B}{\partial x} \sim 10^5$ G/cm, soit, pour un champ appliqué de 10^4 gauss, une pénétration de flux limitée à 1 mm.

4.2. A TEMPÉRATURE FINIE

Les lignes ne sont plus entièrement bloquées. Elles ont une une certaine vitesse de dérive $\vec{v}$ dans la direction du gradient de pression $\vec{J} \wedge \vec{B}$. Ces vitesses de dérive peuvent être déterminées :

1) par des expériences de pénétration progressives, notamment avec des cylindres creux. (Ordres de grandeur typiques des vitesses mesurables 1 mm/j ou 10^{-6} cm/s).

2) par des mesures électriques (fig. 6) sur un fil soumis à un champ magnétique transverse. On peut relier la vitesse de dérive des lignes à la puissance dissipée par cm³ :

$$E\,J = B\,J\,v \text{ (u.e.m. CGS)} \qquad (15)$$

Le deuxième membre représente le travail de la force $B\,J$ par unité de temps. Le premier membre

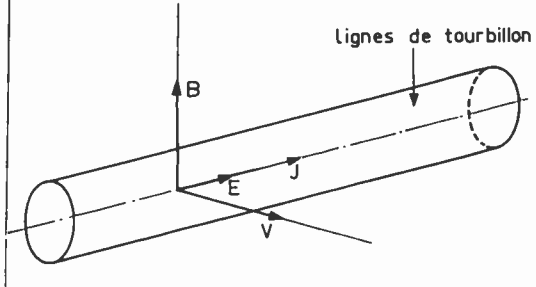


FIG. 6. — Principe de la mesure électrique des vitesses de dérive.

fait apparaître le champ électrique E, c'est-à-dire le voltage à appliquer pour entretenir un régime stationnaire. On a donc $v = E/B$, soit, pour $E = 10^{-6}$ V/cm, et $B = 10^4$ gauss : $v = 10^{-2}$ cm/s.

Expérimentalement, les vitesses de dérive sont très sensibles à la température ; la loi empirique obtenue par KIM [4] peut être mise sous la forme :

$$v = v_0 e^{\{(\alpha - f)\rho^4 / k_B T\}} \qquad (\alpha < f) \qquad (16)$$

où f est le seuil défini plus haut, et où typiquement $v_0 = 10^3$ cm/s. $\rho \sim 500$ Å et $f\rho^4$ est une énergie d'activation de l'ordre de 100 °K pour les alliages NbZr typiques. Dès que $\alpha = B\,J$ est un peu inférieur à f, les dérives deviennent négligeables et on retrouve un état « critique » métastable.

Du point de vue pratique, la forte dépendance en température de v, donc de la dissipation, peut causer des instabilités thermiques particulièrement dangereuses pour les bobinages supraconducteurs.

Du point de vue fondamental, de nombreuses questions sont actuellement non résolues :

1) Quel est le mécanisme de couplage entre lignes et défauts ? Un terme important, quoique souvent négligé dans la littérature, est lié aux modifications locales de l'épaisseur de pénétration λ dues à des distorsions de réseau ou à des gradients de concentration chimique [5]. Une autre contribution, plus souvent invoquée mais probablement moins importante, est liée aux variations spatiales de l'énergie de condensation F_s ; le cœur normal évite les régions où cette énergie est basse. D'autres effets peuvent intervenir.

2) Quel est le mécanisme de la dérive ? Revenant à l'analogie avec le tas de sable, nous savons que lorsque l'on dépasse la pente critique des avalanches surviennent. Il se peut que la dérive des lignes, elle aussi, fasse intervenir un mécanisme d'avalanche, impliquant un glissement simultané de nombreuses lignes.

Il est très clair que nous ne pourrons sérieusement améliorer les performances techniques des supraconducteurs durs que lorsque ces mécanismes seront au moins partiellement élucidés. Il importe donc avant tout de déterminer les profils critiques et les vitesses de dérive sur des matériaux contenant des défauts dont la nature, la taille et la concentration soient rigoureusement contrôlés.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ABRIKOSOV A. — *Journ. Exp. Theor. Phys. USSR*, 32, 1442 (1957). *Soviet Physics, J.E.T.P.*, 5. 1174 (1957).

[2] GOODMANN B.B. — *Rev. Mod. Phys.*, **36**, 12 (1964).

[3] BEAN C.P. — *Rev. Mod. Phys.*, **36**, 31 (1964).

[4] KIM Y.B., HEMPSTEAD C.F., STRNAD A.R. — *Phys. Rev.*, **129**, 528 (1963).

[5] DE GENNES P.G. — Superconducting metals and alloys, Benjamin (New York) (à paraître).

LES RÉSONATEURS SUPRACONDUCTEURS ET LEURS APPLICATIONS

PAR

A. SEPTIER

1. Conductivité HF des métaux aux très basses températures.

1.1. Historique

En 1911 Kamerlingh Onnes découvrit que la résistivité du mercure, qui décroissait de façon régulière par refroidissement, s'annulait brutalement lorsque la température s'abaissait en dessous d'une température critique de 4 °K [1] : la notion de « supraconductivité » était née.

Depuis cette date, et à mesure que les techniques cryogéniques se perfectionnaient et qu'on savait obtenir des températures de plus en plus proches du zéro absolu, la liste des métaux purs supraconducteurs s'est allongée considérablement.

Parallèlement, le phénomène apparaissait comme très complexe, en s'éclairant sous des jours différents à la lumière de nombreuses et pénétrantes études ; Gorter et Casimir [2] établissaient vers 1933 sa nature de processus thermodynamique reversible, analogue à un changement d'état : au dessous de la température critique, les gaz d'électrons libres de Fermi subissent un changement d'état, une sorte de condensation. Les électrons se groupent partiellement par paires, comme il a été montré en 1957 [3] par Bardeen, Cooper et Schrieffer, et ces paires, liées par une faible énergie, jouent le rôle de pseudo-particules ; ce sont des Bosons et ils se trouvent dans les conditions propres à subir la condensation prévue en théorie antérieurement et observée par ailleurs dans l'état superfluide de He^4.

En 1933, fut découvert l'effet Meissner [4], qui observait l'expulsion de tout flux magnétique, à la température $T_c(H)$, par une sphère que l'on refroidit dans un champ magnétique H. A partir de cette date, l'état supraconducteur fut condidéré aussi comme un état supradiamagnétique, caractérisé par une perméabilité μ nulle et cette propriété parut même plus intéressante que la conductivité σ infinie, car sa considération amena des progrès substantiels en théorie.

Il fallut alors attendre les premières expériences menées par London en 1940 [5] pour qu'il se manifestât du nouveau en ce qui concerne la conductivité, mais il s'agissait cette fois de conductivité superficielle en très haute fréquence. London étudiait l'étain, métal qui, en courant continu, devient normalement supraconducteur à 3,7 °K, et ses mesures en hyperfréquences ont mis en évidence deux faits nouveaux :

— la résistance de surface de l'étain, encore à l'état normal à $T = 4$ °K, est plusieurs fois supérieure à la valeur calculée grâce à la formule de l'effet de peau classique, à partir de la conductivité σ en courant continu ;

— lorsque le métal passe à l'état supraconducteur, la résistance de surface ne s'annule plus brutalement à $T = 3{,}7$ °K, mais décroît d'abord rapidement puis beaucoup plus lentement et ne semble devoir s'annuler que pour les températures très voisines de $T = 0$.

De nombreux travaux menés depuis la seconde guerre mondiale ont confirmé qu'il s'agissait là de deux lois générales importantes et en ont donné une interprétation simple :

— pour de nombreux métaux, l'état normal peut se maintenir à des températures assez basses pour que l'effet de peau devienne « anormal » ; il suffit pour cela que le libre parcours moyen des électrons l, qui varie proportionnellement à la conductivité, c'est-à-dire suivant une loi d'allure $1/T$, devienne nettement plus grand que l'épaisseur de peau classique δ_c. La théorie classique de Lord Kelvin basée sur un modèle continu du métal, doit alors être révisée complètement et explique alors très bien les traits caractéristiques de l'effet de peau anormal, comme nous le montrerons dans la suite ;

— dans l'état supraconducteur, les paires supraconductrices coexistent avec les électrons normaux, tant que $T \neq 0$ et on a même pu fixer empiriquement la proportion (en nombre de particules par unité de volume) des deux fluides pour chaque température T, $0 < T \leqslant T_c$ par la formule [5] :

$$N(T) = 1 - t^4, \quad \text{avec} \quad t = T/T_c$$

N étant la fraction de la population transformée en paires supraconductrices et $(1 - N)$ le nombre d'électrons normaux.

Cette coexistence des deux fluides, l'un supraconducteur, l'autre normal, permet de comprendre l'origine de la résistance en hyperfréquences : le déplacement des paires « s » se fait bien sans frottement, mais l'inertie des électrons ne disparaît pas pour autant, non plus que la self-induction. Le mouvement des paires « s » est lié, pour ces deux raisons, à l'existence d'un champ électrique notable dans la couche conductrice. Ce champ agit alors sur les électrons normaux et c'est la résistance relative à ces électrons normaux qui est la cause des pertes ; elles ne disparaîtraient asymptotiquement que pour $N = 1$, $T = 0$, lorsque tous les électrons sont appariés en paires « s ». Autrement dit pour $T \neq 0$, le schéma équivalent d'un morceau de circuit serait fourni par une self parfaite, représentant le fluide « s », branchée en parallèle avec une self dotée de résistance, figurant le fluide « n ».

— dans l'état supraconducteur, les paires de Cooper ne sont pas des particules élémentaires ; ces paires sont dissociables en électrons, en particulier lorsqu'elles sont soumises à un rayonnement de fréquence assez élevée ν, de sorte que $h\nu \geqslant \varepsilon(T)$, $\varepsilon(T)$ étant l'énergie de liaison des paires : comme cette grandeur ne dépasse pas 0,02 eV, la dissociation des paires par le rayonnement commence à se faire sentir dans le domaine des hyperfréquences ; elle devient importante lorsqu'on approche de T_c, car $\varepsilon(T)$ diminue et tend vers zéro, quand T se rapproche de T_c.

Il y a dans cette excitation photo-électrique la source d'une population normale nombreuse si ν est grand et si T est voisine de T_c.

Ces considérations laissent prévoir que pratiquement la conductivité en HF des différents métaux supraconducteurs ne sera jamais infinie ; pourtant, le gain qu'on peut espérer tirer de leur emploi pour la réalisation de cavités résonnantes à forte surtension est considérable, et l'étude de la supraconductivité en UHF a fait l'objet de recherches de plus en plus nombreuses. Pour les applications pratiques, on ne considère que les métaux relativement usuels, qui sont supraconducteurs dans un domaine de températures obtenu commodément à partir de l'hélium He^4 liquide ($1{,}5 < T < 4{,}2°K$).

Pour faciliter l'exposé de ces recherches et l'explication des possibilités qu'elles ouvrent, il est utile d'énoncer les lois partiellement empiriques qui permettent de prévoir la variation de la conductance de surface Σ_S en hyperfréquences.

1.2. Effet de peau anormal

L'impédance de surface Z_S d'un métal réel (conductivité finie) est donnée par :

$$Z_S = E_t/H_t$$

où E_t et H_t sont les composantes des champs électrique et magnétique de l'onde incidente tangentes à la surface du métal.

On montre facilement que, à la température ordinaire :

$$Z_S = R_S + j\,X_S$$

avec $|R_S| = |X_S|$.

La conductance superficielle $\Sigma_S = 1/R_S$ (conductance d'une surface carrée d'aire quelconque), est donnée par :

$$\Sigma_S = \sigma\,\delta_c$$

où σ désigne la conductivité du métal en courant continu et δ_c l'épaisseur de peau classique

$$\delta_c = (\pi\mu_0 f)^{-1/2}$$

d'où

$$\Sigma_S = \left(\frac{\sigma}{\pi\mu_0 f}\right)^{1/2} = k_1\sigma^{1/2}f^{-1/2}.$$

La conductance superficielle varie donc, dans la théorie de l'effet de peau classique, comme $\sigma^{1/2}$. Mais si on accroît σ en abaissant la température, on s'aperçoit que Σ_S suit d'abord la loi prévue, puis la croissance se ralentit et tend vers une limite Σ_l (fig. 1) : le métal est entré dans la zone de l'effet de peau anormal.

La valeur Σ_l varie pour chaque métal, et est une fonction de la fréquence de l'onde utilisée.

Pour mesurer Σ_S, et en particulier Σ_l, il suffit de mesurer le coefficient de surtension à vide Q_0 d'une cavité résonnante de forme simple, fabriquée dans le

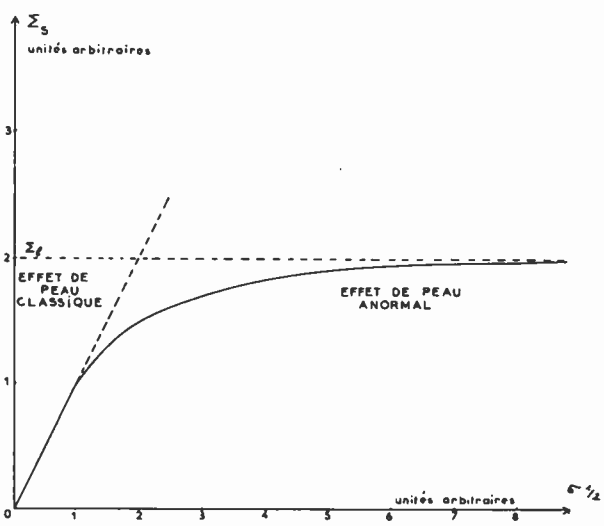


FIG. 1. — Variation de la conductance de surface d'un métal en fonction de la conductivité en courant continu.

métal étudié, ou constituée de cuivre recouvert électrolytiquement d'une mince couche de ce métal.

En effet, la théorie électromagnétique montre que Q_0, pour un mode de résonance donné, peut se mettre sous la forme :

$$Q_0 = 2\pi\eta_0\Sigma_s\left[\frac{\iiint_V H^2 dv}{\lambda\iint_S H^2 dS}\right]$$

où λ désigne la longueur d'onde correspondante à la fréquence utilisée f. Le facteur entre crochets est, pour le mode envisagé, une constante sans dimension, d'origine géométrique ; on appellera A cette constante qui exprime l'influence de la forme du résonnateur et du choix du mode de vibration ; A est indépendante de la fréquence et du matériau. Par suite :

$$Q_0 = 2\,\pi\,\eta_0\,A\,\Sigma_S$$

η_0 est l'impédance d'onde du vide
$\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 377\ \Omega$ dans le système M.K.S.

On voit donc que, quel que soit le mécanisme de conduction, le coefficient Q_0 est proportionnel à Σ_S.

A la température normale, la conductance superficielle Σ_S est donnée par :

$$\Sigma_S = \sigma\,\delta_c$$

On peut expliquer l'effet de peau anormal par les considérations suivantes : à la température ordinaire, et tant que σ est relativement faible, la conduction du courant est pratiquement limitée à une épaisseur δ_c. Elle a son origine dans un mouvement alternatif, dans la direction du champ électrique tangentiel $\vec{E}$ des électrons contenus dans cette couche superficielle et il en va ainsi tant que la nature granulaire de l'électricité ne joue aucun rôle, c'est-à-dire, tant que le libre parcours moyen l des électrons est petit devant l'épaisseur de peau δ_c. Cette inégalité est largement remplie à la température ordinaire pour tous les métaux, sauf peut être le bismuth. Le gaz électronique en interaction avec un réseau imparfait (défauts et agitation thermique) se comporte comme un fluide visqueux, et la loi d'Ohm peut s'exprimer simplement sous une forme « locale », c'est-à-dire en ne faisant intervenir, en un point M, que les valeurs des vecteurs électromagnétiques relatives à ce point : ces vecteurs sont la densité de courant $\vec{J}$ et le champ $\vec{E}$ et on a :

$$\vec{J} = \sigma\,\vec{E}$$

L'agitation thermique constitue le type de défaut « dynamique » d'influence prépondérante sur le mouvement des électrons, ce qui explique que σ varie comme $1/T$ avec la température absolue T qui caractérise l'énergie d'agitation thermique. Mais à basse température, l'agitation thermique s'apaise, σ s'accroît, le libre parcours moyen aussi ; il devient égal, puis supérieur à δ_c (à 4 °K, $l/\delta_c \simeq 100$ pour le cuivre) s'il n'est pas limité à une plus faible valeur par la présence de nombreux défauts statiques (impuretés, écrouissage).

Lorsque la condition $l/\delta_c \gg 1$ est réalisée, la théorie de Kelvin perd sa validité, car la loi d'Ohm ne peut plus être exprimée sous une forme locale. Le champ électrique $\vec{E}$ varie considérablement durant le temps de parcours libre des électrons entre deux chocs, et également dans l'espace le long de ce parcours. La valeur de $\vec{J}$ en M ne peut donc être donnée que par une intégrale exprimant l'action de $\vec{E}$ sur le trajet de l'électron antérieur à l'arrivée en M ; il s'agit naturellement encore d'une loi macroscopique et l'on doit effectuer une moyenne statistique pour parvenir à la loi « non locale », qui peut être écrite finalement [6, 7] :

$$\vec{j} = \frac{3\sigma}{4\pi l}\int\frac{\vec{r}(\vec{r}\cdot[\vec{E}])e^{-r/l}}{r^4}\,dV,$$

$[\vec{E}]$ étant la valeur « retardée » du champ électrique, valeur observée dans l'élément dV à l'époque $t = r/v$, r étant la distance de l'élément de volume dV, au point M et v la vitesse moyenne de l'électron.

Cette théorie représente déjà une simplification considérable quand on la compare à la première théorie rigoureuse de l'effet anormal, basée sur l'emploi directe de l'équation de Boltzmann, couplée aux équations de Maxwell. Elle fut construite par REUTER et SONDHEIMER [7] ; ils montrèrent aussi que l'on devait recourir à l'expérience pour choisir entre deux catégories de conditions aux limites à la surface du métal. En effet, les électrons venant de l'intérieur du métal se réfléchissent sur cette surface, supposée parfaitement plane, et l'on peut imaginer que le processus se déroule de deux manières différentes : soit de façon diffuse, soit de façon spéculaire.

Les courbes donnant la pénétration des champs haute fréquence dans le métal sont très différentes de celle qui correspond à l'effet de peau classique (fig. 2). Les valeurs de Σ_S correspondantes ont été calculées par REUTER et SONDHEIMER [7] puis par DINGLE [8]. Enfin des expériences très soignées effectuées par CHAMBERS [9] ont montré que la première hypothèse, celle de la réflexion diffuse, était seule valable. Elles ont fourni, pour différents métaux, par comparaison aux tables de Dingle, la valeur du rapport l/σ qui est une constante caractéristique du corps.

Heureusement, pour comprendre semi quantitativement ces résultats, la théorie rigoureuse n'est pas indispensable. En effet PIPPARD et CHAMBERS ont montré que, pour l'essentiel, le mécanisme « anormal » était lié au fait qu'une catégorie importante d'électrons devenait « inefficace » dans le mécanisme de conduction et que cette amputation de la population « active » des électrons pouvait être évaluée facilement.

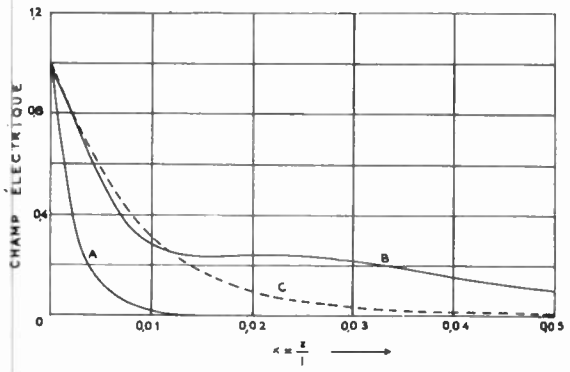


FIG. 2. — Pénétration des champs électromagnétiques dans un métal à très basse température.

A : courbes donnant l'amplitude des champs obtenue à l'aide des formules de l'effet de peau classique.

B : courbe réelle (effet de peau anormal) calculée par Renter et Sondheimer.

C : approximation de la courbe précédente par une exponentielle, permettant le calcul d'une épaisseur de peau équivalente.

Dans l'effet normal, effectivement, tous les électrons libres du métal situés dans l'épaisseur δ_c participent à l'échange d'énergie avec le champ lorsque l est faible. Par contre, au fur et à mesure que l augmente, les électrons envoyés — après un choc — vers l'intérieur du métal, seront perdus pour la conduction, car ils ne subiront plus l'action du champ $\vec{E}$: ils deviendront « inefficaces ». Seuls seront « efficaces » les électrons qui, en moyenne, auront toujours leurs vitesses dirigées parallèlement à la surface. Cette simple considération permet de prévoir la forme de la loi de l'effet « anormal » : on suppose la répartition des vitesses isotropes et leurs valeurs uniformes dans toutes les directions (surface de Fermi sphérique). Il est alors facile de montrer que le volume occupé par les électrons utiles dans la sphère de Fermi est celui d'un cylindre de hauteur $(\delta/l)\ R$ et de rayon R, que la proportion (n_{eff}/n) des électrons efficaces est :

$$\frac{n_{eff}}{n} = \frac{3}{2}\frac{\delta}{l} C_1$$

δ étant l'épaisseur de peau anormale (on suppose le problème résolu) et l le libre parcours moyen des électrons, C_1 étant une constante d'ordre de grandeur unité. On pose alors $\sigma_{eff}/\sigma = n_{eff}/n$ et on substitue cette valeur σ_{eff} dans la formule classique de l'effet de peau, à la place de σ, obtenant ainsi une équation implicite pour δ, qui peut être résolue en δ, fournissant :

$$\delta = \left(\frac{2}{3C_1}\right)^{1/3} l^{1/3}\delta^{2/3} = C_2 l^{1/3} f^{-1/3}$$

il en résulte, pour la conductance limite $\Sigma_l = \sigma_{eff}\ \delta$, une loi :

$$\Sigma_l = C_3\left(\frac{\sigma}{l}\right)^{1/3} f^{-1/3} = C_4 f^{-2/3}.$$

On montre également que la réactance superficielle limite X_l n'est plus égale à la résistance superficielle R_l mais que l'on a :

$$X_l = \sqrt{3}\ R_l$$

Dans la théorie classique, Σ_S varie comme $f^{-1/2}$ et en prenant sa valeur à 300 °K comme élément de comparaison, on est amené à considérer le coefficient d'amélioration $s_m = \Sigma_l/\Sigma_S$ apporté par l'usage des basses températures et qui varie avec f comme :

$$s_m = \frac{\Sigma_l}{\Sigma_S\ 300\ °K} = Cf^{-1/6};$$

Il décroît lentement lorsque la fréquence augmente : on aura donc avantage pour une application donnée, à travailler à une fréquence la plus basse possible.

L'effet de peau anormal se manifeste à partir d'une température T_1 variant avec la nature du métal et la fréquence ; T_1 est donnée sensiblement par la condition $\delta_c \simeq l$; mais la conductivité limite Σ_l est pratiquement atteinte pour tous les métaux usuels à 14 °K. Si on classe les métaux par valeur décroissante de Σ_l, on s'aperçoit que l'argent n'arrive plus qu'au 5e rang et le cuivre au second (voir Tableau 1). Par contre, l'aluminium est assez loin en tête, et l'étain et le plomb arrivent en 3e et 4e rang.

TABLEAU 1

Métal	Σ (Ω^{-1}) à 1 200 MHz 300 °K	Σ_l (Ω^{-1}) à 1 200 MHz $T < T_1$	T_1 (°K)
Al	87,4	870	63
Cu	111,8	793	65
Sn	42,8	675	26
Pb	31,7	672	14
Ag	113,5	653	67
Au	97,7	648	52

Les valeurs de Σ_l données ci-dessus [9], ne peuvent être atteintes qu'avec des échantillons ultra-purs de petites dimensions, après recuit et polissage électrolytique parfait de la surface. En pratique, les gains effectifs de conductance seront légèrement inférieurs au gain théorique lorsqu'on utilise des grandes surfaces (la probabilité de rencontrer des défauts croît avec la taille des pièces réalisées) ou des cavités ou guides de formes complexes (où le polissage est difficile).

Voici, par exemple, les résultats d'une étude récente faite dans notre laboratoire, à 3 000 MHz :

— pour le cuivre, le gain théorique s_m serait de 6,15 ; dans une cavité cylindrique résonnant sur le mode TE_{011}, facile à polir, on a obtenu $s_1 = 5{,}56$, soit un écart de 10 % environ, mais dans une cavité coaxiale, utilisée en mode TEM, le gain n'est plus que de $s_2 = 5{,}23$, soit un écart de 16 %.

— pour l'aluminium, le gain théorique serait de

8,42 ; dans des cavités identiques aux précédentes, on a obtenu $s_1 = 7{,}35$ et $s_2 = 7{,}05$.

L'état de surface et la pureté jouent un rôle prépondérant (fig. 3) ; il en est de même et avec plus d'acuité encore pour les supraconducteurs, en régime UHF. Cette propriété peut paraître surprenante si l'on remar-

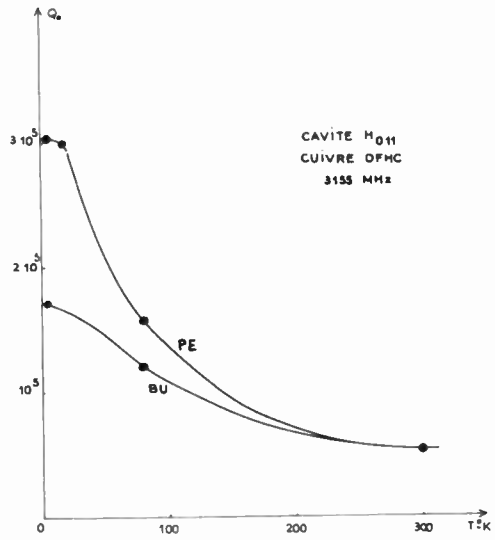


FIG. 3. — Amélioration du coefficient de surtension d'une cavité en cuivre par refroidissement. Courbe *BU* : cavité usinée non polie (état de surface : trois triangles). Courbe *PE* : la même cavité après polissage électrolytique. A 300 °K : $Q_0 \simeq Q_0$ théorique.

que qu'en régime de courant continu, des lames minces de quelques 100 à 1 000 Å d'épaisseur, préparées sans soins particuliers, sont effectivement supraconductrices Elle s'explique sans doute par le fait que ce sont les électrons normaux qui fixent la valeur de Σ_l et que l'épaisseur de peau limite est très faible.

1.3. Propriétés des supraconducteurs en U.H.F.

1.3.1. *Conductivité de surface*

La température critique T_c, au-dessous de laquelle apparaît la supraconductibilité, varie très notablement pour les différents métaux et alliages : pour les métaux purs, elle ne dépasse pas 10 °K, et ce sont le plomb ($T_c = 7{,}2$ °K) et le niobium ($T_c = 9{,}2$ °K) qui présentent les températures critiques les plus élevées. Certains alliages présentent des conditions plus favorables encore, T_c s'élevant jusqu'à 18 °K, mais on ne les considérera pas ici, car ces alliages sont des supraconducteurs dits de 2e espèce, dont le comportement en haute fréquence est particulier ; quoiqu'encore mal connu, il est peu favorable, semble-t-il. On se restreindra donc au cas des métaux purs et en particulier le plomb qui peut être obtenu commercialement à l'état très pur. Par contre, actuellement, le niobium commercial contient toujours quelques impuretés (tantale par exemple) et c'est un métal qui se rapproche un peu des supraconducteurs de deuxième espèce.

On comparera donc la résistance superficielle du métal supraconducteur R_S à la résistance limite $R_l = 1/\Sigma_l$ qui a été considérée aux paragraphes précédents : car aux températures de l'ordre de 9 °K, juste avant le passage à l'état supraconducteur, l'effet de peau est complètement anormal et la valeur limite R_l est atteinte. On calculera donc R_l pour évaluer le gain R_S/R_l obtenu lorsqu'on franchit T_c en passant à l'état supraconducteur.

Pour donner un exemple des variations de la résistance R_S avec la température, on a tracé sur la figure 4 les gains relatifs $r = R_S/R_l$ de résistance obtenus avec l'aluminium [10] qui est supraconducteur pour $T < 1{,}2$ °K, pour différentes fréquences d'utilisation. Aux fréquences inférieures à 76 kMHz, la résistance R_S tend vers zéro avec T. La chute de résistance est d'autant plus importante que la fréquence est plus basse et le gain est d'autant plus grand qu'on utilise le métal plus loin en dessous de sa température critique, ce qui rend l'emploi du plomb avantageux. Aux fréquences égales ou supérieures à 90 kMHz, un nouveau phénomène apparaît : R_S ne s'annule plus à $T = 0$. Pour des fréquences correspondant au spectre infrarouge [11], la supraconductivité n'apparaît plus dans ce domaine de longueur d'onde : la photodissociation des paires « s » intervient de manière très énergique, et le nombre des électrons « n » reste important aux

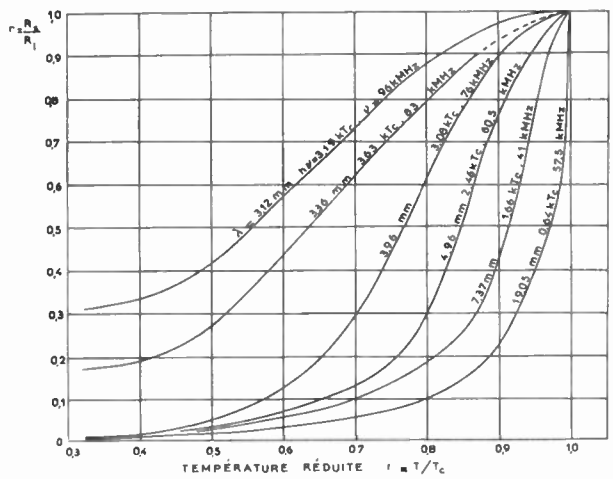


FIG. 4. — Variation de la résistance de surface de l'Aluminium pour $T < T_c$ à différentes fréquences (d'après *Biondi* et *Garfunkel*).

températures les plus basses accessibles : pour l'aluminium, l'énergie de dissociation des paires correspondrait théoriquement [3] à $h\nu \simeq 3{,}50\ kT_c$ soit $\nu_c \simeq 87$ kMHz. L'expérience fournit une valeur expérimentale légèrement plus basse [10] : $h\,\nu_c \simeq 3{,}2\ kT_c$, soit $\nu_c \simeq 80$ kMHz.

D'autre part, l'énergie de dissociation des paires est une fonction de la température T : $\varepsilon(T)$ décroît lorsqu'on s'approche de T_c et s'annule pour $T = T_c$.

La figure 5 montre l'allure de $\varepsilon(T)$ pour l'aluminium [11] : pour les températures proches de T_c, la photodissociation commencera à des fréquences relativement basses (ondes centimétriques). Pour le

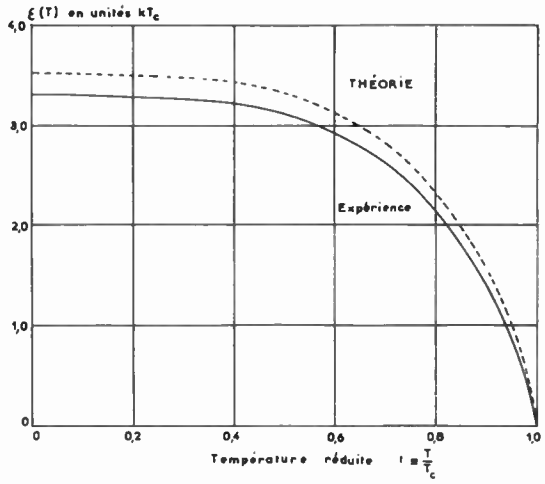


FIG. 5. — Variation de l'énergie $\varepsilon(T)$ en fonction de T. En trait discontinu : courbe calculée d'après Reuter et Sondheimer. En trait plein : courbe expérimentale (d'après Biondi et Garfunkel).

plomb, la fréquence critique ν_c dépasse 600 kMHz à $T = 0$. Pour $T/T_c \simeq 0{,}5$ elle sera encore supérieure à 300 kMHz (c'est-à-dire $\lambda \simeq 1$ mm).

Il est exclu de réaliser des gains substantiels aux très hautes fréquences correspondant aux ondes submillimétriques et il faudra situer les applications dans le domaine des ondes centimétriques.

Enfin pour des raisons pratiques d'emploi, on aura aussi avantage à utiliser les métaux ayant une température critique élevée, supérieure à celle de l'hélium liquide : plomb et niobium, par exemple.

Le tableau 2 ci-dessous donne les températures critiques T_c de différents métaux purs, supraconducteurs de première espèce, et d'alliages supraconducteurs de deuxième espèce ayant une température critique élevée, et les valeurs approchées de ν_c et de λ_c ($\lambda_c = c/f_c$)

TABLEAU 2

Métaux	T_c (°K)	$\varepsilon(T)$ (kT_c)	ν_c (kMHz) valeur approchée ($T = 0$)	λ_c (mm) valeur approchée
Métaux purs				
Aluminium	1,18	3,20	83	3,6
Etain	3,79	3,60	280	1,1
Tantale	4,4	3,5	300	1
Vanadium	5,1	3,6	382	0,8
Plomb	7,2	4,10	610	0,5
Niobium	9,2	3,70	694	0,45
Alliages				
Nb_2Zr	11-12	3,5*		
Nb_3Sn	18	3,5*		

(*) Nota = Valeur théorique [3].

On a encore très peu de renseignements sur la conductance Σ_S des supraconducteurs de seconde espèce, qu'il est d'ailleurs fort malaisé de préparer sous forme de grandes surfaces bien polies ; les rares expériences conduites avec des échantillons de faible volume ont conduit à des améliorations très faibles de la conductance Σ_S. Nous ne les considérerons donc pas ici.

Par contre, la théorie des deux fluides « s » et « n » perfectionnée à la lumière de la théorie BCS* fournit une description acceptable du comportement des métaux purs [3]. Il ne faut toutefois pas chercher un accord complet avec les résultats expérimentaux, mais les formules suffisent pour une estimation du gain qu'on peut obtenir sur R_S avec les supraconducteurs.

Dans un domaine de température tel que :

$$0{,}4 < \frac{T}{T_c} < 0{,}8$$

et pour les fréquences de quelques 10^2 à quelques 10^3 MHz, on peut représenter le rapport des résistances de surface

$$r = \frac{R_s}{R_l} \quad (\text{avec } R_l \sim f^{2/3})$$

par une formule semi empirique due à PIPPARD [12], du type

$$r = A(f) \cdot F(t) + r_0$$

avec

$$F(t) = \frac{t^4(1-t^2)}{(1-t^4)^2}.$$

Le terme r_o donne la résistance extrapolée en $T = 0$, il est dû aux impuretés du métal utilisé, aux défauts de structure ou de surface.

Le terme $A(f)$ est, avec une bonne approximation, une fonction de la fréquence seule, pour tous les métaux usuels, et, pour des fréquences inférieures à 5 kMHz, on aurait sensiblement [10, 13 a]

$$A(f) \sim f^{4/3}$$

Par suite,

$$R_S \simeq f^2$$

(au lieu de $R_S \simeq f^{1/2}$ pour les métaux à la température ordinaire).

1.3.2. *Résultats des recherches sur les cavités à surtension élevée*

On limitera cette revue aux recherches effectuées en vue d'obtenir des cavités résonnantes à surtension élevée. On peut citer dans ce domaine les travaux de MAXWELL au M.I.T. [13 a, 13 b] qui a obtenu des surtensions supérieures à 10^6 avec une cavité résonnant à 3 000 MHz sur le mode TE_{111}. Les résultats les plus

(*) BCS, du nom de ses inventeurs, BARDEEN, COOPER, SCHRIEFER de l'Université d'Illinois. Le Professeur BARDEEN avait reçu antérieurement le prix Nobel pour ses travaux sur les semiconducteurs.

impressionnants ont été publiés récemment ; ils ont été obtenus par une équipe de Stanford, sous la direction de P.B. WILSON [14, 15]. Cette équipe a étudié des cavités cylindriques fabriquées en cuivre recouvert par électrolyse de plomb ultra-pur et résonnant à 3 000 MHz sur le mode, classique pour les ondemètres, TE_{011}. Plusieurs années furent nécessaires pour la mise au point de la technique de dépôt et de polissage conduisant au meilleur état de surface. Les valeurs mesurées du coefficient de surtension Q_0 sont, à la température de l'hélium liquide en ébullition sous une pression normale ($T = 4{,}2$ °K soit $t \simeq 0{,}52$), de l'ordre de $Q_0 \simeq 10^8$ lorsque la cavité est refroidie sans précautions magnétiques particulières. Ce Q_0 monte aux environs de

$$Q_0 = 5.10^8 \quad \text{à} \quad T = 1{,}8\ ^\circ\text{K}$$

(cette température peut être obtenue en diminuant la pression à la surface de l'hélium liquide, par un pompage énergique de la vapeur).

A l'Institut d'Electronique avec des dépôts de plomb dont la qualité laisse encore à désirer, nous avons pu atteindre couramment des surtensions de 5.10^7 pour une cavité du même type TE_{011} et de 2.10^7 avec une cavité plus petite résonnant sur le mode TE_{111} à 4,2 °K. Il s'est avéré que le résultat obtenu dépendait de conditions secondaires. Nous décrirons plus loin des résultats très récents et encore meilleurs obtenus à Stanford et à Orsay, lorsqu'on tient compte de ces conditions.

La mesure précise des coefficients de surtension aussi élevés présente de grandes difficultés, si on ne dispose pas de générateurs à très haute stabilité de fréquence (10^{-8} à 10^{-9}). Jusqu'à $Q_0 = 10^7$, on peut encore, avec de tels générateurs, tracer les courbes de résonance point par point. Mais pour $Q_0 > 10^7$, on utilise la méthode dite « du décrément ». La cavité est alimentée par une onde HF modulée en amplitude en créneaux rectangulaires. A la fin de chaque créneau, la puissance emmagasinée dans la cavité décroît selon une loi exponentielle

$$P = P_0\, e^{-(\omega_0/Q)t}$$

et est réduite dans un rapport $1/e$ lorsque :

$$t = \tau = Q/\omega_0$$

La cavité étant coup'ée au circuit extérieur, on observe cette décroissance sur un oscilloscope, et on mesure τ sur les agrandissements photographiques des courbes obtenues. A 3 000 MHz, avec $Q = 10^8$, τ est de l'ordre de quelques millisecondes, donc facilement mesurable.

Lorsqu'on utilise un générateur extérieur, il est préférable d'alimenter la cavité par un seul guide, et d'observer successivement le signal réfléchi puis le signal émis : selon le degré de couplage entre le guide et la cavité, on obtient les aspects représentés figure 6. En particulier, pour un couplage égal à l'unité, les

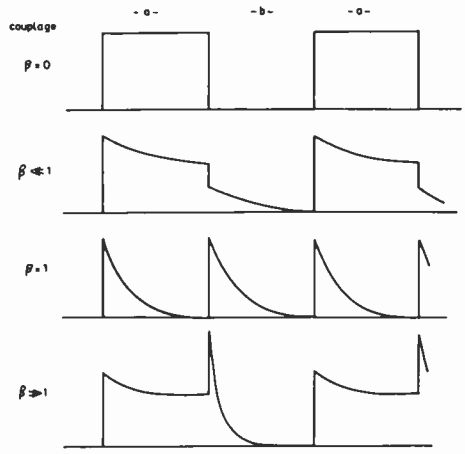


FIG. 6. — Réponse d'une cavité excitée par réflexion. (*a*) : onde réfléchie par la cavité. (*b*) : onde émise par la cavité.

deux courbes sont identiques et la valeur mesurée Q correspond à un Q_c en charge tel que $Q_c = Q_0/2$.

Si on observe les signaux obtenus par transmission, le signal d'émission permet la mesure de Q ; en diminuant suffisamment le couplage des deux guides, Q tend vers une limite, sensiblement égale à Q_0.

La courbe donnant la « montée » de la puissance dans la cavité est perturbée par les fluctuations de fréquence de la source HF (fig. 7*a*). Nous avons été amenés, à Orsay, à mettre au point une méthode de mesure sans générateur extérieur, utilisant précisément l'oscillateur ultra stable qui sera décrit dans la suite ; la cavité supraconductrice sert de filtre dans une boucle comprenant un amplificateur, un déphaseur et un court

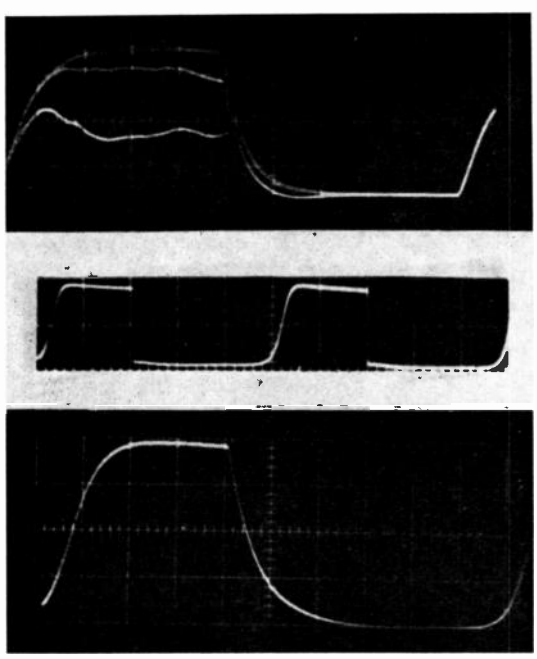


FIG. 7. — Mesure de Q_0 par la méthode du décrément. (*a*) : générateur extérieur de stabilité insuffisante. (*b*) : oscillateur de la figure 10*b* : signal à l'entrée de la cavité. (*c*) : oscillateur de la figure 10*b* : signal à la sortie de la cavité. Q_0 est mesuré à partir de la courbe décroissante.

circuit constitué par un système à diodes PIN (fig. 10*b*) ; l'ensemble oscille normalement à la fréquence de résonance f_0 de la cavité, et, en modulant les diodes PIN en signaux carrés, le régime d'oscillation s'établit en un temps de l'ordre de 200 μs, puis s'interrompt brutalement. On voit sur la figure 7*b* que la coupure est établie en moins de 1 μs (échelles des temps = 2 ms/carreau). La figure 7*c* montre l'allure du signal à la sortie de la cavité : la partie décroissante (puissance émise par la cavité) permet une mesure précise de Q.

Pour accroître la précision, on trace la courbe Log $P/P_0 = f(t)$ déduite de cet enregistrement ; on obtient une droite de pente $1/Q_0$. Les mesures ainsi effectuées donnent des résultats en excellent accord avec ceux fournis par les méthodes précédentes.

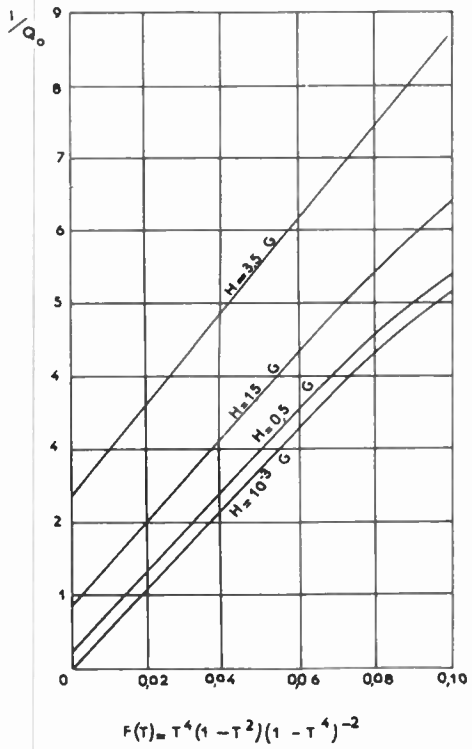
1.3.3. *Effet du champ magnétique sur la résistance de surface*

En courant continu, on peut appliquer à un corps dans l'état supraconducteur un champ magnétique statique H assez notable sans détruire sa supraconductibilité. Celle-ci ne disparaît à une température donnée que si H dépasse une valeur critique $H_c(T)$. La résistance remonte alors brusquement et le corps est ramené à l'état normal. Ce champ critique H_c est une fonction assez simple de la température réduite $t = T/T_c$, que l'on peut assimiler pratiquement avec une bonne précision à une loi du type

$$H_c = H_c(0)\,(1 - t^2)$$

Pour le plomb, au voisinage de $T = 0$, $H_c(0)$ est de l'ordre de 800 Oe et pour le niobium $H_c(0) \simeq 1\,900$ Oe.A 4,2 °K, ces valeurs sont ramenées respectivement à 500 et 1 400 Oe, c'est-à-dire des valeurs très supérieures à celle du champ terrestre.

On pourrait donc penser que ce dernier ne devrait avoir qu'une influence négligeable sur la valeur de R_S. Mais les expériences récentes de WILSON à Stanford ont eu le grand mérite d'attirer l'attention sur un phénomène imprévu : la résistance de surface résiduelle est influencée, de façon importante, par la valeur du champ magnétique H_0 régnant, au moment du refroidissement, dans le volume occupé par la cavité résonnante. On peut tenter d'expliquer ce phénomène en faisant l'hypothèse suivante : le métal constituant les parois devient en effet un écran magnétique théoriquement parfait, qui tend à piéger le flux magnétique traversant ce volume ; ce flux tend à s'échapper en « crevant » la surface en des points où les lignes de force du champ sont comprimées et où le champ peut alors dépasser localement la valeur H_c. Il peut donc exister des canaux très fins où le métal reste à l'état normal et dont une partie est située dans la couche de conduction ; ces îlots normaux augmentent le nombre d'électrons « n » en interaction avec le champ et, partant, R_S. Plus le champ H_0 est grand, plus le nombre de ces domaines nuisibles est grand, ce qui entraîne des pertes HF non négligeables : on aura donc intérêt à refroidir la cavité à l'intérieur d'un blindage magnétique efficace, qui la maintienne dans une région de champ aussi faible que possible.



◀ FIG. 8. — Influence sur Q_0 du champ magnétique régnant dan le volume de la cavité au moment du passage à l'état supraconducteur (d'après *Schwettman, Wilson, Pierce, Fairbank*).

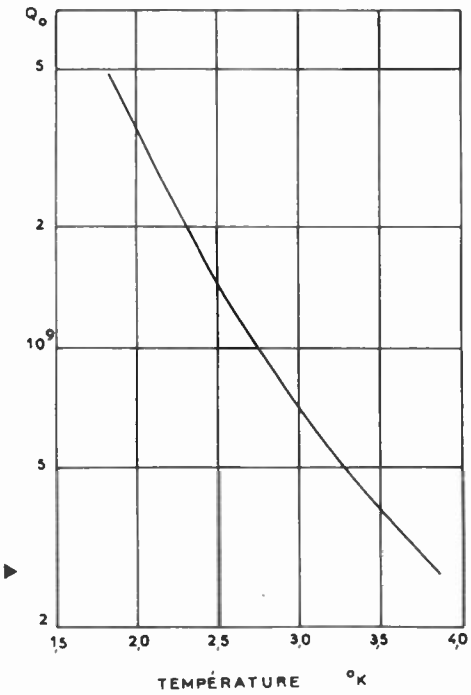


FIG. 9. — Variation de Q_0 avec la température. Cavité TE_{011} en cuivre plombé, refroidie dans un champ presque nul (d'après *Schwettman, Wilson, Pierce, Fairbank*). ▶

La figure 8 montre les résultats obtenus à Stanford [15] lorsque varie H_0, créé artificiellement par des bobines extérieures ; la figure 9 donne les valeurs maximales de Q_0 obtenues par les mêmes auteurs à différentes températures lorsque $H_0 = 5 \cdot 10^{-3}$ Oe : Q_0 dépasse $4 \cdot 10^9$ à 1,8 °K.

En refroidissant une cavité de ce type dans un champ résiduel de l'ordre de $50 \cdot 10^{-3}$ Oe, NGUYEN TUONG VIET a pu obtenir à Orsay, récemment : $Q_0 = 10^8$ à 4,2 °K et $Q_0 = 3{,}6 \cdot 10^8$ à 2 °K.

En prenant plus de précautions, en utilisant une cavité résonnant sur le mode TE_{011} et avec un revêtement de plomb convenable, on peut donc espérer obtenir des surtensions de l'ordre de 10^9 à 3 000 MHz. Il faut toutefois remarquer que des valeurs de cet ordre seront difficiles à atteindre avec les cavités de structure complexe qui sont utilisées pour les déflecteurs de particules ou les accélérateurs : il est bien plus difficile d'obtenir des dépôts électrolytiques convenables et des surfaces bien polies, avec des formes compliquées ; de plus, les coefficients de forme A intervenant dans l'expression $Q_0 = A/R_S$ seront en général notablement inférieurs à celui de la cavité simple précédente.

2. Applications possibles des cavités supraconductrices

Deux applications peuvent être envisagées, en vue de réaliser :

— soit des oscillateurs à très haute stabilité,

— soit des guides pour accélérateurs ou séparateurs de particules.

2.1. Oscillateurs à très haute stabilité

La cavité pourrait servir d'élément de référence à un klystron à cavité externe. Pour raison de commodité, on a préféré, dans les premières expériences (voir NGUYEN TUONG VIET [16]), l'utiliser comme filtre dans le circuit d'un amplificateur à onde progressive bouclé sur lui-même selon le schéma représenté figure 10*a* qui a été proposé initialement par le russe KHAIKIN pour des études de conductibilité dans le domaine des très basses températures [17].

Lorsque les conditions de phase et d'amplitude sont remplies, un régime permanent d'oscillation s'établit à la fréquence de résonance f_0 de la cavité. Les fluctuations résiduelles de fréquence sont proportionnelles à la largeur de bande du filtre constitué par la cavité, soit à $1/Q_c$, Q_c représentant ici le coefficient de surtension en charge de la cavité utilisée en transmission ; Q_c est notablement inférieur à Q_0. ($Q_c = Q_0/2$ pour un couplage égal à l'unité).

Cette loi a été vérifiée expérimentalement, en faisant varier la valeur de Q_c par réglage du couplage entre le circuit et la cavité.

Dans l'oscillateur réalisé à l'Institut d'Electronique, avec une cavité de petites dimensions, résonnant à 3 160 MHz et telle que $Q_c = 7 \cdot 10^6$, la stabilité mesurée est, à long terme, de $5 \cdot 10^{-8}$ par heure à 4,2 °K ; à court terme (par minute), cette stabilité n'a pu encore être définie avec précision, mais est certainement meilleure que $5 \cdot 10^{-9}$, le compteur de fréquence utilisé ayant lui-même une stabilité limite de $5 \cdot 10^{-9}$. Cette stabilité sera prochainement mesurée par comparaison à un maser à ammoniac.

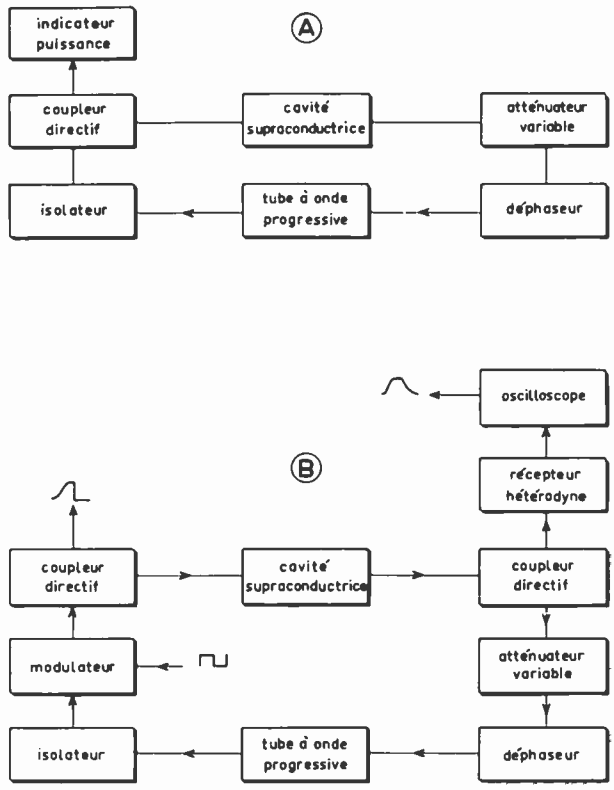


FIG. 10. — Oscillateur à haute stabilité à cavité supraconductrice (*a*) auto-oscillateur. (*b*) auto-oscillateur modifié permettant la mesure de Q_0 (d'après *Nguyen-Tuong-Viet*).

Divers facteurs extérieurs peuvent limiter cette stabilité :

— les instabilités en tension ou en courant du tube à onde progressive — ou du klystron — amplificateur, qui se traduisent par une modulation parasite de phase (ou d'amplitude) du signal amplifié, dont une partie constitue la source HF proprement dite. Une étude est en cours pour en préciser l'influence quantitative ; dans l'appareil utilisé, tensions et courants sont stabilisés à 10^{-4} près.

— les fluctuations de la réactance de surface X_S qui, dans les supraconducteurs est une fonction de la température T. Dans un cryostat utilisant l'hélium liquide en ébullition, une fluctuation de pression se traduit par une variation de la température d'ébullition. L'inertie thermique de l'ensemble va niveler les fluctuations rapides mais ne fera qu'amortir les variations à long terme. Dans notre appareil, l'écart entre stabilité à court terme et stabilité à long terme est certainement dû à ces variations de pression, car l'installation cryogénique est reliée à un gazomètre de récupération d'hélium, sous une pression légèrement supérieure à la pression atmosphérique, mais sans précautions particulières de stabilisation de cette pression.

En principe, la réactance de surface X_S pourrait être mesurée en valeur absolue dans une expérience de ce type, si l'on connaissait avec suffisamment de précision le coefficient de dilatation de la cavité. En pratique, on se contente de déterminer les variations

globales de f en fonction de T, en suivant le glissement de fréquence de résonance f_0 lorsque T décroît. Elles ont l'allure représentée sur la figure 11, obtenue

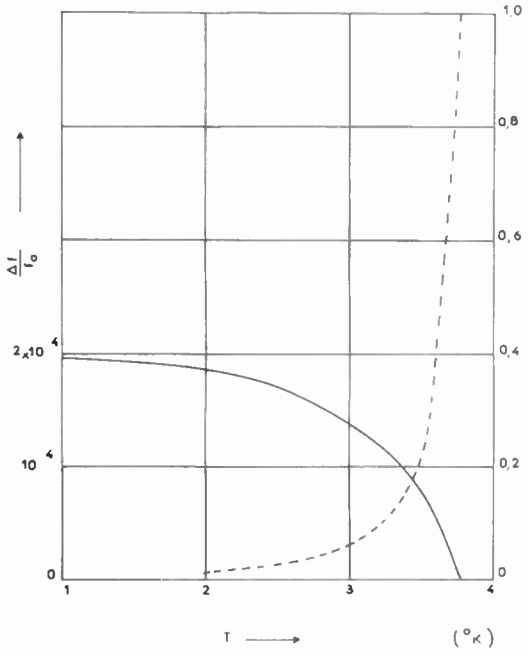


FIG. 11. — Variation de la fréquence de résonance en fonction de la température, pour une cavité en étain (d'après *Simon*).

avec un résonateur en étain [18] ayant un coefficient de surtension de $1{,}5 \cdot 10^6$ à 2 °K. X_S varie d'abord rapidement, et le glissement relatif de fréquence atteint ici $2 \cdot 10^{-4}$ lorsque T passe de T_c à $T_c/2$. Puis cet écart tend à se stabiliser : df/dT décroît et tend vers zéro en $T = 0$. Il y aura donc avantage, pour réduire les variations de fréquence de résonance à travailler le plus loin possible en dessous de T_c. La température de fonctionnement devant alors être obtenue par pompage de l'enceinte contenant l'hélium liquide, il faudra stabiliser avec soin la pression. Ici, encore on a avantage à se placer à plus basse température, car les variations de température ΔT correspondant à une variation de pression donnée $\Delta P/P$ sont de plus en plus faibles lorsqu'on s'approche de $T = 0$.

Par exemple : $\Delta T = 0{,}01°$ correspond à

$$\frac{\Delta P_1}{P_1} = 3 \cdot 10^{-3} \quad \text{pour} \quad T = 2\ °\text{K},$$

et à : $$\frac{\Delta P_2}{P_2} = 9 \cdot 10^{-4} \quad \text{à} \quad T = 4{,}2\ °\text{K}.$$

Nous espérons obtenir par ce procédé un oscillateur stabilisé à 10^{-10} près, avec une cavité ayant une surtension de quelques 10^8. Il aurait l'avantage — contrairement aux oscillateurs pilotés par quartz — d'être à fréquence réglable dans une bande relativement large : il suffit de faire varier f_0 par un réglage mécanique de la cavité.

Une autre construction peut être envisagée pour la réalisation d'un oscillateur à très haute stabilité : la cavité supraconductrice entre directement dans la construction d'un klystron oscillateur du type monotron [19]. Une étude théorique préliminaire laisse espérer une stabilité de 10^{-10} pour un tel oscillateur. Il offrirait, de plus, l'avantage de permettre une extraction facile d'une puissance notable à partir du faisceau issu du résonateur, sans perturber la cavité supraconductrice, grâce à une seconde cavité totalement découplée de la première.

2.2. Accélérateurs linéaires

2.2.1. *Bilan énergétique*

Par suite des pertes dans les parois, le champ électrique accélérateur nécessaire pour communiquer aux particules un gain d'énergie de l'ordre de 10 MeV/m, ne peut être obtenu dans les accélérateurs actuels, qu'en injectant des puissances P_j de plusieurs mégawatts en crête. A cette puissance P_j s'ajoute, évidemment, la puissance P_f fournie aux particules accélérées ; mais tant que l'intensité (en crête) du faisceau ne dépasse pas 10 mA, P_f est négligeable devant P_j.

Les générateurs HF qui alimentent le guide sont obligatoirement pulsés, avec un cycle de travail de l'ordre de 10^{-3}, afin que la puissance HF moyenne reste dans le domaine de la dizaine de kW par section d'accélérateur.

Les caractéristiques de fonctionnement d'un accélérateur linéaire pourraient être améliorées de façon importante par l'emploi d'une structure supraconductrice. En particulier, avec une puissance HF faible, on pourrait envisager un fonctionnement en régime continu — tout au moins dans un accélérateur à faible courant, où la puissance nécessaire à l'accélération des particules P_f ne dépasserait pas quelques kW par section.

Dans ce type d'applications, il est fort instructif de dresser le bilan énergétique de l'installation complète, comprenant l'accélérateur proprement dit et l'ensemble cryogénique. On peut alors comparer utilement l'énergie brute consommée dans l'accélérateur cryogénique (ou le déflecteur cryogénique) et l'accélérateur (ou le déflecteur) ordinaire. Il est souhaitable, en général, que la solution nouvelle entraîne une économie d'énergie, à performances identiques. Par contre, un accélérateur à fonctionnement continu ouvre des possibilités d'observation qui ne sont pas accessibles avec un appareil opérant en régime d'impulsions et l'économie de puissance n'est plus alors aussi impérative.

Pour réduire au maximum la puissance électrique nécessaire au fonctionnement d'un accélérateur cryogénique, il faudra tout d'abord construire des réfrigérateurs à haut rendement. Or le rendement des réfrigérateurs actuels atteint au mieux 1/3 ou 1/4 du rendement de Carnot entre 300 °K et 4 °K, et

cela en supposant un système spécialement étudié aux fins d'économie, où de bons échangeurs de température permettent d'éviter tout gaspillage. Les bons réfrigérateurs de laboratoire, sont encore loin d'atteindre à cette efficacité. Il en résulte qu'au mieux chaque watt dégagé à 4 °K, correspond à 400 ou 500 W dépensés à l'entrée du réfrigérateur.

La puissance dissipée dans le bain d'hélium liquide qui environne la structure a deux origines :

— la puissance calorifique rayonnée par les parois des écrans refroidis à l'azote liquide ($T = 77$ °K) qui entourent l'enceinte remplie d'hélium, et celle qui est amenée par conduction le long des supports isolants soutenant la structure accélératrice. Différentes évaluations effectuées à Harwell [20] et à Stanford [14] montrent que ces « fuites » thermiques seraient assez faibles. Pour un accélérateur à électrons de 1 GeV, de 100 m de long, fonctionnant à 3 000 MHz, elles atteindraient environ 10 W. Pour un accélérateur linéaire à protons de 50 MeV, 30 m de long, fonctionnant à 200 MHz, dans lequel la cavité résonnante a un diamètre de 1 m, les « fuites » thermiques atteindraient 20 W.

— la puissance HF dissipée dans les parois par effet Joule. Pour le calcul de cette puissance, il faut faire intervenir ici la notion d'impédance shunt par unité de longueur. En effet, un accélérateur de type donné et d'énergie donnée, a toujours sensiblement la même longueur, quelle que soit la fréquence utilisée, car on fonctionne toujours avec des champs électriques accélérateurs voisins de la limite imposée par l'apparition des claquages : pour les accélérateurs à électrons, les champs accélérateurs atteignent 10 à 15 MV/m. L'impédance shunt moyenne η_s d'une structure est donnée par

$$\eta_s = V^2/WL$$

V, tension de sortie ; W, puissance HF injectée ; L, longueur de la machine ; η_s s'exprime en Ω/m.

Pour un guide à iris réalisé en cuivre, fonctionnant à $T = 300$ °K et à 3 000 MHz, on a :

$$\eta_s = 50\ M\Omega/\text{m}$$

La puissance HF perdue dans les parois est donc (il ne s'agit ici que d'ordres de grandeurs) :

$$W = 2\ \text{MW pour } V = 10\ \text{MV}$$

Le coefficient de surtension d'une telle structure est, à la température ordinaire, $Q_0 \simeq 10^4$.

Si on gagne un facteur 10^4 sur Q_0 (nous avons vu que c'était possible, avec du plomb à $T = 4{,}2$ °K), on aura :

$$\eta_s = 50 \cdot 10^4\ \text{MΩ/m}$$

et

$$W = 200\ \text{W/m}$$

D'où, pour un accélérateur de 1 GeV, et 100 m de long $W_{HF} = 20$ kW.

Ces pertes sont supérieures de plusieurs ordres de grandeurs aux précédentes et nécessiteraient une puissance de réfrigération de l'ordre de 10 MW.

On pourra les diminuer :

— soit en abaissant la température de fonctionnement (en gagnant encore un facteur 5 ou 10 sur Q_0),

— soit en *abaissant la fréquence de fonctionnement.*

En effet, on montre facilement que η_s qui, à la température ordinaire, varie comme $f^{1/2}$, est, pour un corps supraconducteur, proportionnelle à f^{-1} (*).

Mais on est limité dans cette voie par l'accroissement des dimensions transversales des guides et des enceintes cryogéniques, qui est proportionnel à f. Il semble qu'une fréquence de 1 000 MHz constitue un bon compromis pour des électrons.

2.2.2. *Etat des recherches*

Plusieurs équipes ont travaillé dans cette direction :

a) l'équipe de WILSON à Stanford, dont les résultats ont été passés en revue plus haut, et qui a pour but final la réalisation d'un guide à iris pour accélérateur à électrons fonctionnant en bande S. Un tronçon de guide a été construit, l'obtention d'un dépôt électrolytique de plomb de qualité convenable a demandé plus d'un an, et aucun résultat de mesure n'a encore été publié.

b) une équipe d'Harwell, et une autre en Suisse, groupant des chercheurs du CERN et de l'Université de Lausanne qui ont fait des mesures sur différents matériaux à quelques centaines de MHz, fréquence correspondant à celle d'un accélérateur à protons.

Les mesures ont été effectuées à Harwell par BANFORD et STAFFORD [20, 21] sur des échantillons filiformes formant une ligne résonnante de longueur $\lambda/4$ (fig. 12). Le gain maximal

$$r = \frac{R_s\ (\text{cuivre à } 300\ °\text{K})}{R_s\ (\text{Pb à } 4\ °\text{K})}$$

est de 9 000 seulement, alors que le gain théorique serait de 50 000 environ.

Le gain expérimental atteint 12 000 avec le niobium, pour un gain théoriquement possible de 10^5.

---

* On a, pour un champ donné E, la relation $\frac{\eta_s}{Q_0} \simeq \frac{E^2}{f.W_T}$ où W_T représente l'énergie emmagasinée par unité de longueur du guide. Le rapport W_T/E^2 est proportionnel au volume du guide ; si on considère une longueur constante, quelle que soit f, ce rapport est proportionnel à la section du guide, donc à f^{-2}. Par suite $\eta_s \simeq f.Q_0$

Pour un corps à l'état normal, à la température ambiante, $Q_0 \sim f^{-1/2}$ et $\eta_s \simeq f^{1/2}$: on a avantage à utiliser des fréquences élevées pour économiser la puissance H.F.

Pour un corps supraconducteur, dans la gamme de fréquences envisagées ici, on a vu que : $Q_0 \sim f^{-2}$. D'où $\eta_s \sim f^{-1}$. Il y aura donc avantage à utiliser des fréquences relativement basses.

Un essai effectué avec du fil de Nb_2Zr n'a fourni qu'un gain de 2 000, ce qui confirme que, sous leur forme actuelle, les supraconducteurs de deuxième espèce ne conduisent pas encore à des résultats intéressants en UHF : tout espoir, de ce côté, n'est cependant pas perdu car les propriétés de ces supraconducteurs dépendent encore largement de leur structure métallurgique, et on peut espérer que de grands progrès seront faits pour les préparer en couches minces de conductivité convenable.

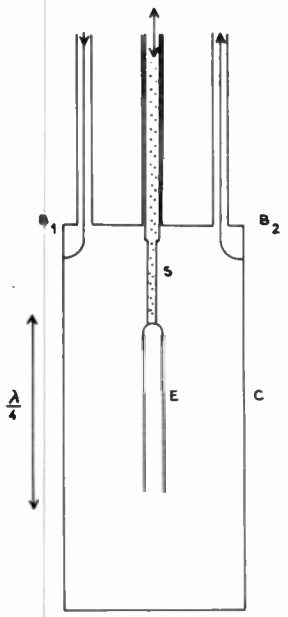


FIG. 12. — Etudes de supraconducteurs à $f \simeq 400$ MHz (d'après *Banford* et *Stafford* C : blindage extérieur plombé B_1B_2 : boucles — E : ligne résonnante, en matériau à étudier. *S* support diélectrique.

Les mesures de l'équipe CERN-Université de Lausanne, ont été conduites sur des cavités réentrantes par SUSINI, RINDERER et RUFENACHT [22, 23] (fig. 13). Les coefficients de surtension obtenus Q_0 sont voisins de 10^7, avec le plomb ultra pur et le niobium commercial.

c) enfin l'équipe de l'Institut d'Electronique à Orsay a tenté de réaliser des cavités à iris (fig. 14) en cuivre plombé, en vue de leur application à un déflecteur UHF de particules en bande S [24]. Sur des cavités à un seul iris, des coefficients de surtension Q_0 de $4 \cdot 10^6$ ont été obtenus ; mais l'empilement de plusieurs cavités pose des problèmes technologiques difficiles et entraîne une décroissance rapide de Q_0 : Q_0 tombe à 10^6 pour deux iris. Cette décroissance est vraisemblablement provoquée par l'apparition de pertes au niveau des plans de contact, où le serrage se détériore à 4 °K et où le plomb s'écrouit ; cette étude démontre la nécessité de recourir à une technique de fabrication par dépôt effectuée sur des éléments longs (comme à Stanford) ou par électroformage. Il restera encore à obtenir des surfaces de haute qualité, par polissage électrolytique ou par un procédé nouveau.

Les études ont mis en évidence une propriété imprévue des supraconducteurs en hyperfréquence, et qui n'est pas encore totalement expliquée : elle

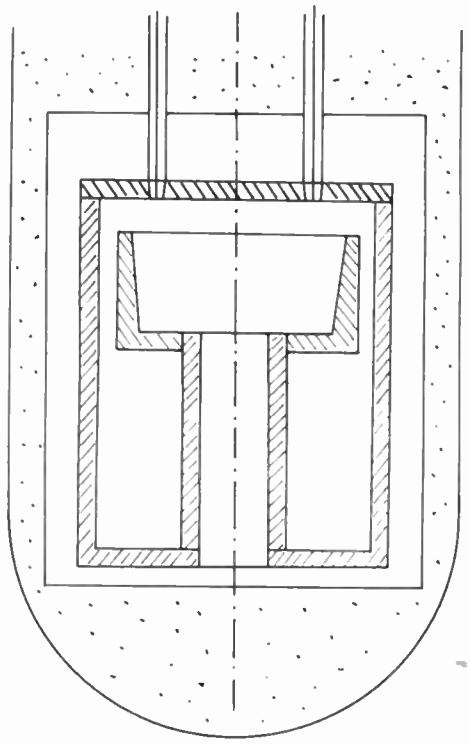


FIG. 13. — Etudes de supraconducteurs à $f \simeq 385$ MHz (d'après *Rinderer* et *Rufenacht*). Cavité réentrante en plomb pur.

apparaît lors de l'injection de fortes puissances HF dans des guides supraconducteurs. L'équipe du CERN a été la première à signaler l'existence d'un seuil de puissance P_c de l'ordre du watt, au-delà duquel des phénomènes parasites curieux [23] apparaissent, mais qui tous se traduisaient par un accroissement apparent de R_S. Or une puissance de cet ordre, dans une installation cryogénique bien conçue, peut être facilement évacuée par l'ébullition de l'hélium sans nécessiter une élévation locale notable de la tempéra-

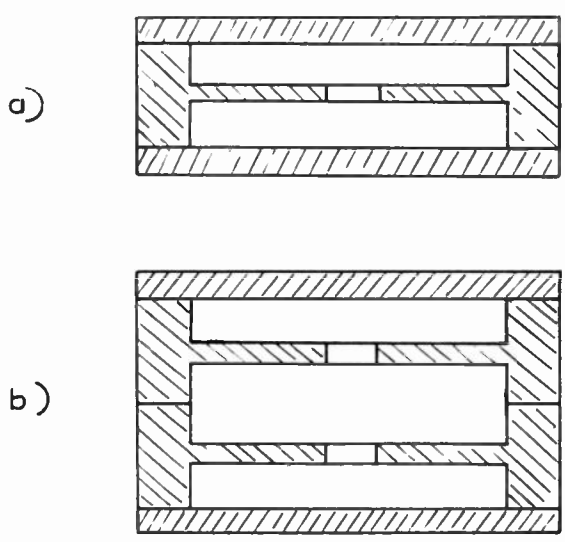


FIG. 14. — Cavités à iris pour guide supraconducteur (d'après *Millet*).

ture. D'autre part, le champ magnétique HF créé dans la cavité pour $Q_0 = 10^7$ n'atteint que quelques dizaines d'œrsteds et ne peut donc entraîner le passage du supraconducteur à l'état normal.

Il est naturel d'envisager ici l'effet de facteurs banaux : l'apparition de points chauds ($T > T_c$) par suite de défauts de refroidissements locaux ou bien extension des zones de flux piégés où $H > H_c$. Mais en général, ces dernières n'entrent en jeu que pour $Q_0 > 10^8$. Ces explications ne sont pas entièrement convaincantes, et le phénomène est assez bien défini maintenant pour qu'on puisse supposer qu'il s'agisse d'un processus physique encore incompris.

Cependant à Stanford, WILSON et ses collaborateurs ont pu introduire plusieurs centaines de watts HF dans une cavité cylindrique TE_{011}. Le champ magnétique HF maximal dans ce type de cavité est donné par la formule :

$$H_{(Oe)} = 3{,}38 \cdot 10^{-3} \, (Q_0 \cdot P_{(W)})^{1/2}.$$

A 4,2°K, pour $Q_0 = 2 \cdot 10^8$, une décroissance d'abord lente, puis rapide de Q_0 se produit lorsque la puissance augmente et devient de l'ordre de 100 W ; le champ magnétique est alors de l'ordre de 300 Oe et l'effet, d'après WILSON, est seulement dû à un réchauffement de la surface provoqué par une mauvaise évacuation de la puissance HF dans l'hélium. En effet, si l'injection de puissance est effectuée à 2 °K, température pour laquelle, à faible niveau on a $Q_0 \simeq 10^9$, cette variation ne se manifeste plus jusqu'à $H_{HF} = 200$ Oe, la puissance HF nécessaire étant alors beaucoup plus faible pour obtenir les mêmes valeurs des champs de la cavité. Rappelons que, pour un champ électrique accélérateur de 10 MV/m le champ magnétique HF serait de 200 Oe environ dans un guide à iris ; dans un guide à protons du type Alvarez, il atteindrait quelques centaines d'Oe sur la paroi des tubes de glissement.

A l'Institut d'Electronique, avec la cavité TE_{111} utilisée pour l'oscillateur à haute stabilité, des phénomènes identiques à ceux signalés par l'équipe du CERN ont été observés à faible niveau de puissance. Par contre, une puissance de 10 W (limite supérieure du générateur utilisé) a pu être introduite dans une cavité identique à celle de WILSON (mode TE_{011}).

3. Conclusion

En conclusion, on ne peut encore affirmer que des puissances de quelques centaines de watts puissent être injectées dans des cavités ou des guides — dans lesquelles la configuration des champs est telle qu'il existe des champs électriques sur les parois : le seul type de cavité ayant permis cette injection, sans phénomènes parasites, résonne sur le mode TE_{011}, pour lequel $E = 0$ sur toutes les parois.

D'autre part, on ignore encore l'influence exacte sur la conductivité superficielle des champs magnétiques HF intenses, en particulier la valeur du champ critique H.F. qui ramène le métal à l'état normal.

Il faut encore étudier la tenue en puissance des structures supraconductrices, en présence des champs magnétiques statiques de plusieurs centaines d'oersteds nécessaires à la focalisation des faisceaux. A ce point de vue, il sera utile d'entreprendre rapidement des études sur le niobium ultra pur, et sur les supraconducteurs de 2e espèce à très fort champ critique (100 à 200 kOe).

Enfin un problème délicat devra être résolu : on a vu que pour une puissance P_f injectée de l'ordre de 200 W/m de guide (et perdue entièrement dans les parois), le champ électrique atteindra 10 MV/m. Pour accélérer des courants non négligeables : 1 mA par exemple, il faudra ajouter une puissance supplémentaire $P_f = V\,I = 10^4$ W/m, c'est-à-dire $P_f \gg P_j$. Les moindres fluctuations de courant entraîneront des fluctuations correspondantes de la puissance P_j consommée pour l'accélération ; si le courant décroît brusquement, le champ électrique atteindra des valeurs supérieures à la tension de claquage dans le guide — provoquant ainsi des échauffements locaux très rapides, la disparition de la supraconductivité, et l'ébullition de l'hélium.

Raisonnablement, on peut espérer construire, dans un avenir proche, des accélérateurs supraconducteurs à électrons à très faible courant, ou des déflecteurs HF pour particules relativistes [25] dans lesquels $P_f \ll P_j$.

Avant d'envisager la réalisation pratique d'accélérateurs à protons, il faudra découvrir de nouvelles structures, plus faciles à refroidir que la structure actuelle à tubes de glissement.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ONNES H.K. — 1911, Comm. Phys. Lab. Univ. Leiden, nº 119 b, 120b, 122b, 124c.

[2] GORTER C.J. et CASIMIR H.B. — 1934, *Phys. Zeit* 35, p. 963.

[3] BARDEEN J., COOPER L.N., et SCHRIEFFER J.R. — 1957, *Phys. Rev.* 108, p. 1175.

[4] MEISSNER W. et OCHSENFELD R. — 1933, *Naturwiss* 21, p. 787.

[5] LONDON H. — 1940, *Proc. Roy. Soc.* A 176, p. 522.

[6] PIPPARD A.B. — 1954, *Adv. in Electronics*, vol. 6, p. 1.

[7] REUTER G.E.H. et SONDHEIMER E.H. — 1948, *Proc. Roy. Soc.* A195 p. 336.

[8] DINGLE R.B. — 1953, *Physica* 19, p. 311.

[9] CHAMBERS R.G. — 1952, *Proc. Roy. Soc.* A215, p. 481.

[10] BIONDI M.A. et GARFUNKEL M.P. — 1959, *Phys. Rev.* 116, p. 853.

[11] FABERT T.E., et PIPPARD A.B. — 1955, *Proc. Roy. Soc.* A231, p. 336.

[12] PIPPARD A.B. — 1950, *Proc. Roy. Soc.* A203, p. 98.

[13 a] MAXWELL E. — 1964, *Progr. in Cryognecis*, vol. 4, p. 125.

[13 b] MAXWELL E et SCHMIDT A.E. — 1958, *Suppl. Bull. Inst. Froid*, Commission 1 - Paris.

[14] WILSON P.B., SCHWETTMAN H.A. et FAIRBANK W.M. — 1963, rapport HEPL 302.

[15] SCHWETTMAN H.A., WILSON P.B., PIERCE J.M. et FAIRBANK. W.M. — 1964, Rapport HEPL 349.

[16] NGUYEN TUONG VIET. — 1964, *C.R. Ac. Sc.* 258, p. 4218.

[17] KHAIKIN M.S. — 1962, *Cryogenics* 2, p. 146.

[18] SIMON I. — 1950, *Phys. Rev.* 77, p. 384.

[19] TURNER C.W. — 1961, Rapport AFCRL, Stanford, n° 572.

[20] BANFORD A.P. et STAFFORD G.H. — 1961, Plasma Physics (*Journal of Nuclear Energy part C*) 3, p. 287.

[21] BANFORD A.P. — 1963, Proc. Int. Conf. High Energy Accel. Dubna, p. 541.

[22] RINDERER L., RUFENACHT J. et SUSINI A. — 1962, *Phys. Letters* 2, p. 119.

[23] RUFENACHT J. et RINDERER L. — 1962, Proc. of 8th Int. Conf. on Low Temps. Phys. London.

[24] MILLET A. — 1964, Diplômes d'Etudes Supérieures, Orsay.

[25] MONTAGUE B.W. — 1963, Rapport CERN AR/Int. P. Sep./63-1.

PRODUCTION DE CHAMPS MAGNÉTIQUES HOMOGÈNES ET INTENSES A L'AIDE DE SUPRACONDUCTEURS

Application à la résonance magnétique nucléaire *

PAR

M. SAUZADE

Maître de Recherches au CNRS
Faculté des Sciences d'Orsay

Introduction

Dès la découverte des alliages supraconducteurs à champ critique élevé, on a envisagé leur emploi dans de nombreuses applications pratiques car ils présentent souvent la solution la plus économique pour créer un champ magnétique de forte intensité. Ces applications sont diverses et nombreuses : générateurs magnétohydrodynamiques, chambres à bulles, moteurs ioniques, écrans contre les rayonnements, lentilles magnétiques, bobines de déflexion, aimants de laboratoires, accumulateurs d'énergie, etc.

Un exemple intéressant de ce genre d'application est offert par la résonance magnétique dont l'une des exigences primordiales est de disposer d'un champ magnétique très homogène, très stable dans le temps et très élevé. Jusqu'à présent, on opérait dans ce domaine avec des électro-aimants classiques mais la valeur maximale du champ accessible est limitée par la saturation des aciers aux environs de 23 000 G. Tout naturellement nous avons cherché à utiliser les propriétés des supraconducteurs à champ critique élevé pour dépasser la limite naturelle inhérente au ferromagnétisme et réaliser des appareillages de performances bien supérieures.

En résonance magnétique, l'utilisation des supraconducteurs est particulièrement séduisante car elle permet d'obtenir des champs très intenses et très stables sans nécessiter l'emploi d'une source qui allie puissance élevée et haute stabilité. Elle pose toutefois certains problèmes nouveaux qu'il est intéressant d'évoquer à titre d'exemple-type.

Dans une première partie, on analysera d'abord l'intérêt que présente les champs magnétiques élevés pour l'étude de la résonance nucléaire ou électronique. On indiquera aussi les possibilités offertes par les supraconducteurs développés industriellement à l'heure actuelle. Enfin on décrira la théorie puis la réalisation d'une bobine produisant un champ magnétique homogène de 60 000 G, ayant les qualités nécessaires aux études de résonance nucléaire. On donnera à la fin les résultats obtenus et on décrira les difficultés rencontrées au cours de cette étude.

* Conférence prononcée à la Réunion Générale de la S.F.E.R. du 24 Mars 1965.

1. Intérêt des champs magnétiques intenses en résonance magnétique nucléaire et en résonance électronique

1.1. En résonance nucléaire

Depuis le début du développement des techniques de résonance en 1950, un effort considérable a été entrepris pour perfectionner les spectromètres.

Les premiers appareils opéraient à une fréquence de 30 MHz dans un champ magnétique de 7 050 G pour étudier la résonance du proton. Après dix ans d'une continuelle amélioration des électro-aimants et des circuits électroniques de stabilisation du champ, cette fréquence a été portée à 100 MHz, le champ correspondant pour le proton étant alors de 23,5 kG.

Cette recherche continuelle de champ plus élevé a pour but essentiel l'augmentation de la sensibilité et de la résolution des spectromètres.

1.1.1. *Sensibilité*

Le signal enregistré est proportionnel à la polarisation macroscopique produite par les noyaux, elle-même proportionnelle à l'intensité du champ magnétique appliqué ($M = \chi H_0$). Ce signal est produit par induction à partir de la polarisation transversale tournante ; il sera donc proportionnel à la fréquence de résonance ω liée au champ magnétique par un facteur constant : le rapport gyromagnétique γ ($\omega = \gamma H_0$). Ces deux effets se combinent et font que le signal de résonance est proportionnel au carré du champ magnétique H_0. L'amélioration de la sensibi-

lité n'est pas, toutefois, aussi grande que le laisserait croire cette analyse simple des phénomènes fondamentaux. En effet, le bruit thermique croît comme la racine carrée de la fréquence et le rapport signal sur bruit, qui seul nous intéresse, est alors proportionnel à $\omega^{3/2}$.

Dans le domaine nouveau des très hautes fréquences que nous permet d'aborder l'emploi des supraconducteurs, les pertes des bobines qui entourent l'échantillon sont plus élevées et l'on peut admettre finalement que le rapport signal sur bruit est sensiblement proportionnel à ω.

La situation est donc moins favorable que l'on pouvait l'espérer a priori, cependant l'accroissement du champ magnétique qui peut être considérable, permet d'améliorer très notablement la sensibilité.

Cette qualité est essentielle dans l'étude des raies larges de faible intensité que l'on rencontre en particulier dans les solides et surtout dans les métaux, et dans l'étude des raies de corps dont l'abondance naturelle est très faible. Le carbone ^{13}C ou l'hydrogène lourd constitue des cas de ce genre qui sont d'un intérêt considérable pour les chimistes organiciens.

1.1.2. *Résolution*

Dans les édifices moléculaires complexes, l'interaction des différents noyaux entre eux conduit à un spectre de résonance très fouillé dont les détails sont difficiles à analyser. Cette structure est souvent due à un effet paramagnétique des électrons appelé déplacement chimique. La séparation des groupes de composants est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique appliqué tandis que la séparation des composants dans un groupe (dû au couplage entre spins nucléaires) est, en première approximation, indépendante du champ. La figure 1 représente, à

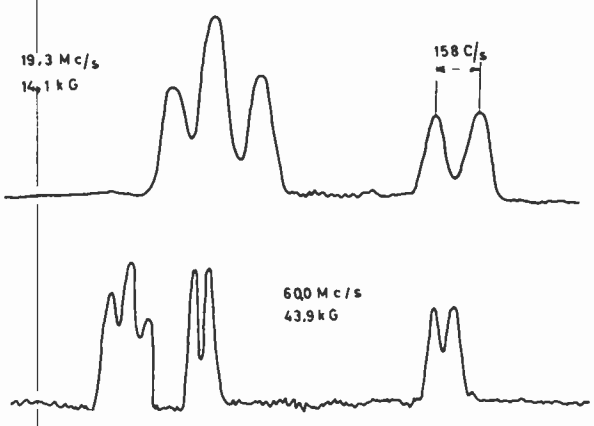


FIG. 1. — Spectre du décaborane. Ce spectre est composé de 4 doublets dus au couplage entre spins nucléaires de ^{1}H et ^{11}B. A champ plus élevé, la structure pourrait être complètement résolue (d'après NELSON et WEAVER).

titre d'exemple, la résonance du bore dans le décaborane à 14,1 kG et à 43,9 kG. La raie qui comporte quatre doublets dus à l'interaction entre les protons et le bore pourrait être encore mieux résolue en champ plus intense (résultats donnés par NELSON et WEAVER [1]). L'utilisation de champs magnétiques élevés permet, en augmentant le déplacement chimique, de séparer certains groupes de raies et facilite l'interprétation des spectres observés. Elle autorise donc l'application des techniques de résonance nucléaire à des structures de plus en plus complexes.

Dans les métaux, on trouve un type analogue d'interaction entre le moment magnétique du noyau et la polarisation magnétique des électrons de conduction qui est proportionnelle au champ. L'interaction provoque un décalage de la fréquence de résonance du noyau lorsqu'on compare sa valeur dans un composé diamagnétique et dans un métal. Ce « Knight Shift » est d'autant plus facile à observer que le champ magnétique est plus intense. De nombreux métaux contiennent des espèces isotopiques en très faible abondance et l'amélioration de la sensibilité consécutive à une augmentation du champ magnétique, conjuguée avec un déplacement de Knight plus important, rend, là encore, l'application de la résonance beaucoup plus facile. On pourrait donner d'autres exemples d'application très nombreux. Il ne faut pas toutefois se faire d'illusion sur les difficultés techniques à résoudre pour bénéficier pleinement des avantages apportés par un champ magnétique élevé. En effet, le degré d'homogénie absolu ΔH doit rester le même qu'en champ moins intense pour que les raies ne soient pas élargies par le défaut d'homogénie et que l'on puisse profiter pleinement de leur écartement accru, sans être gêné par un défaut instrumental.

1.2. EN RÉSONANCE ÉLECTRONIQUE

En résonance électronique, comme en résonance nucléaire, l'augmentation du champ magnétique accroît la sensibilité et la résolution ; mais cette dernière qualité offre moins d'intérêt car les raies électroniques sont souvent larges. Par contre, en étendant le domaine des fréquences vers les ondes millimétriques, l'augmentation du champ permet l'étude de transitions impossibles à mettre en évidence en champs plus faibles, dans les cristaux qui aujourd'hui intéressent beaucoup les électroniciens pour la construction des masers et lasers.

A titre d'exemple simple d'application, nous avons représenté sur la figure 2 la raie de résonance électronique du diphényl-pichryl-hydrazil que nous avons obtenue dans un champ de 58 kG avec un

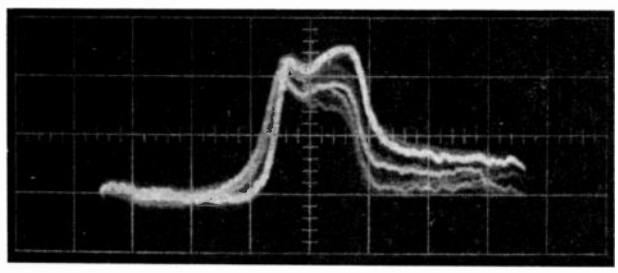


FIG. 2. — Résonance électronique du DPPH en ondes millimétriques (2 mm). En champ intense, la résolution est suffisante pour permettre de distinguer, avec un échantillon en poudre, la structure due à l'anisotropie du rapport gyromagnétique.

échantillon en poudre. La résolution est suffisamment bonne pour que nous puissions distinguer la structure due à l'anisotropie du rapport gyromagnétique et déterminer directement $g_{\parallel}$ et $g_{\perp}$. La même mesure en champ faible nécessite l'utilisation d'un monocristal.

Les avantages apportés par un champ intense sont donc considérables et, dès l'apparition des supraconducteurs à champ critique élevé rendant possible la réalisation de champs magnétiques supérieurs à 50 kG, on a pensé à utiliser ces matériaux pour construire des spectrographes à haute résolution de grande stabilité. En une seule étape, il était ainsi possible d'obtenir une sensibilité trois ou quatre fois supérieure à celle des meilleurs spectrographes actuels dont la qualité avait été obtenue après dix ans de recherches continues. Il est même raisonnable de penser que, dans un proche avenir, il soit possible de réaliser des champs de 150 kG dans de bonnes conditions d'emploi et d'obtenir des sensibilités sept à huit fois plus élevées.

2. Avantages offerts par les matériaux supraconducteurs

2.1. Champs élevés

2.1.1. *Champ critique des supraconducteurs*

Les études concernant les mécanismes qui conduisent à la supraconductivité ont été très nombreuses ces dernières années. Elles ont permis de mettre en évidence différents types de matériaux supraconducteurs et d'expliquer de manière satisfaisante la plupart des phénomènes observés.

Les supraconducteurs du premier type, tels que le plomb ou l'étain, présentent un diamagnétisme parfait. Excepté une zone superficielle très mince, d'épaisseur λ, appelée profondeur de pénétration, le flux magnétique ne peut pas pénétrer à l'intérieur du matériau. L'induction y est nulle : c'est l'effet Meissner. Le matériau est supraconducteur tant que le champ magnétique auquel il est soumis ne dépasse pas une valeur critique H_c (fig. 3).

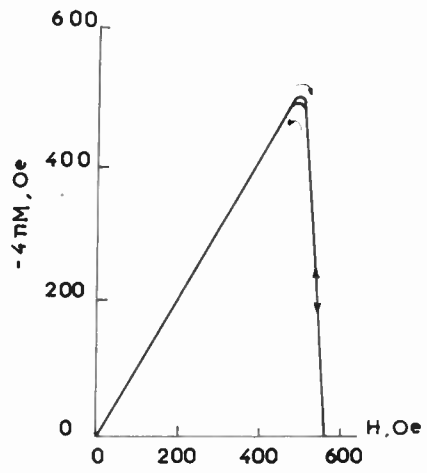


Fig. 3. — Aimantation d'un supraconducteur de type I

A la température de 4,2 °K, température de l'hélium bouillant à la pression atmosphérique, les champs critiques les plus élevés des matériaux de ce type sont de l'ordre de quelques centaines d'oersteds et ne permettent pas de réaliser des bobinages à champ fort.

Il existe heureusement d'autres matériaux, dits du type II, dont les propriétés avaient été prédites par Abrikosov en 1957 [2] bien avant la découverte des supraconducteurs à champ critique élevé. Dans ces matériaux, l'effet Meissner est incomplet ; un état mixte composé par la juxtaposition de zones normales et supraconductrices peut s'y établir (fig. 4). En introduisant une énergie de surface négative mise en jeu lors de la formation de ces zones, Abrikosov a montré

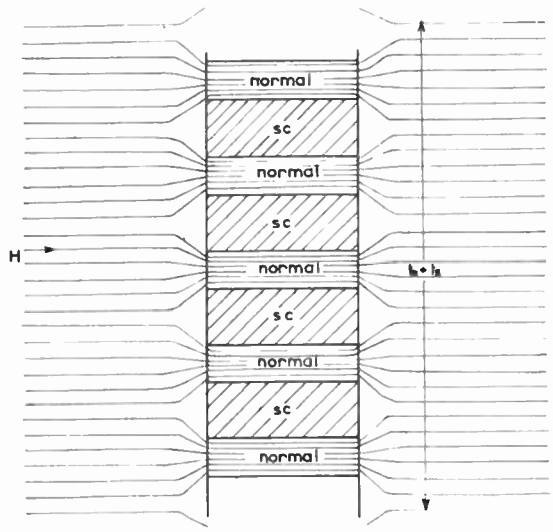


Fig. 4. — Supraconducteur dans l'état mixte

que l'état mixte est le seul stable à partir d'une certaine valeur du champ appliqué. La courbe d'aimantation d'un supraconducteur de type II est représentée sur la figure 5. On constate que jusqu'au champ H_{c1} le corps se comporte comme un supraconducteur de 1er type présentant un effet Meissner parfait. A

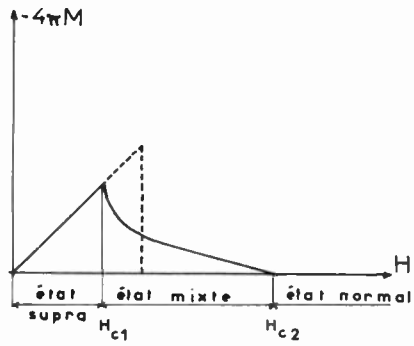


Fig. 5. — Aimantation d'un supraconducteur de type II

partir de H_{c1}, l'état mixte devient l'état stable, le flux magnétique pénètre à l'intérieur du matériau. Lorsque le champ augmente, les régions normales s'accroissent au détriment des régions supraconductrices. Pour la valeur H_{c2} ces dernières ont totalement disparu dans son volume, le matériau est devenu

normal. Lorsque le supraconducteur est très homogène, ce phénomène est réversible et l'on revient à champ nul en suivant la même courbe.

Le champ H_{c2} est supérieur au champ critique thermodynamique H_c qu'aurait le matériau si cet état mixte n'existait pas. En effet, le flux pouvant pénétrer à l'intérieur, l'aimantation par unité de volume M_{v2} est plus faible que lorsque le matériau présente un effet Meissner parfait :

$$M_{v1} > M_{v2}.$$

L'énergie libre étant identique dans les deux cas, l'égalité

$$-V \int_0^{Hc} M_{v1}\, dH = -V \int_0^{Hc2} M_{v2}\, dH$$

montre que la limite de l'intégrale H_{c2} doit être supérieure à H_c. Graphiquement (fig. 5), cette égalité se traduit par l'égalité des surfaces que sous-tendent les courbes OH_c et OH_{c2}.

Dans les supraconducteurs de ce type, lorsque le champ magnétique est compris entre H_{c1} et H_{c2}, les lignes de forces traversent le matériau dans des zones normales et autour des zones normales dans une épaisseur λ égale à la profondeur de pénétration. Le champ magnétique est maximal au centre de la zone normale qui constitue un « cœur dur », puis il décroît pour devenir nul dans les régions supraconductrices. Cette variation locale de champ magnétique est obtenue grâce à la formation de courants circulaires tournant autour du cœur dur dans les zones supraconductrices, d'où le nom de « ligne de tourbillon » (flux line) donné à cet ensemble de lignes de force. La mécanique quantique impose que le flux magnétique qui traverse une telle région soit un multiple entier du quantum de flux $1/2\ hc/e = 2 \cdot 10^{-7}$ G/cm² et l'on montre qu'il est plus favorable, pour minimiser l'énergie, d'avoir n régions à un quantum qu'une seule région à n quanta. Les lignes de tourbillon se repoussent l'une l'autre, le champ magnétique créé par l'une agissant sur les courants entourant l'autre. Cette force répulsive a une portée de l'ordre de λ.

Dans un supraconducteur homogène, les lignes se répartissent pour former un réseau triangulaire dont la maille se resserre lorsque le champ magnétique appliqué croît. L'induction y est uniforme. Le courant global J, relié à l'induction par l'équation :

$$\vec{J} = \frac{1}{4\pi} \text{rot } \vec{B} \qquad \text{est donc nul .}$$

Pour éviter que le courant soit nul, il faut empêcher l'induction de s'uniformiser. Ce résultat peut être obtenu dans certains alliages supraconducteurs du type II qui possèdent une structure très hétérogène due à de nombreux défauts du réseau (cavités, dislocations, précipités). Ce sont des supraconducteurs « durs » qui peuvent supporter des courants de transport appréciables lorsqu'on les utilise pour la construction de bobinages à grand champ.

L'allure des courants circulaires et des courants de transport dans un tel matériau est représentée sur la figure 6 où nous avons supposé que le supraconducteur avait la forme d'un petit cylindre soumis à un champ magnétique transversal.

Le comportement des supraconducteurs « durs » a été étudié expérimentalement par KIM, HEMPSTEAD et STRNAD [3] et une théorie satisfaisante a été

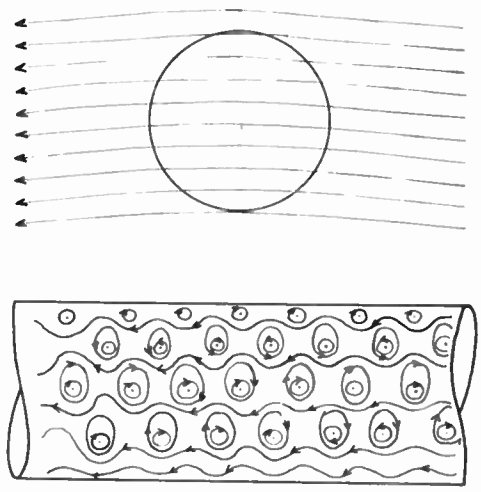


FIG. 6. — Courants circulaires et courants de transport dans un supraconducteur « dur » soumis à champ magnétique transversal (d'après A.B. PIPPARD).

mise au point par ANDERSON [4]. DE GENNES et son groupe ont apporté, par la suite, de nombreux perfectionnements à cette théorie [5].

ANDERSON suppose que les défauts du réseau sont capables d'exercer sur les lignes de tourbillon, une force pouvant s'opposer aux forces de Lorentz

$$\vec{F} = \vec{J} \wedge \vec{B},$$

donc l'action tend à uniformiser l'induction.

Les lignes se rassemblent au niveau des défauts du réseau (fig. 7*a*). La variation spatiale de l'énergie libre au voisinage des défauts présente des maximums dans les zones normales et des minimums dans les zones supraconductrices. Une telle structure est représentée sur la figure 7*b*.

Les défauts immobilisant les lignes de tourbillon, les maximums précédents deviennent des minimums d'énergie libre pour ces lignes (fig. 7*c*) qui sont bloquées par une barrière dont on peut définir la hauteur moyenne.

Lorsqu'on applique progressivement un champ magnétique, les lignes de forces ne pénètrent pas jusqu'au centre du matériau par suite du blocage par les défauts et l'induction varie en chaque point suivant un certain profil. En présence d'un courant de transport de densité J perpendiculaire à B, les forces de Lorentz

JB, qui s'exercent sur les lignes, modifient leur énergie libre en fonction de leur position dans le matériau. Elles ont pour effet d'incliner la structure en barrière (fig. 7*d*) et de faciliter le déplacement des lignes.

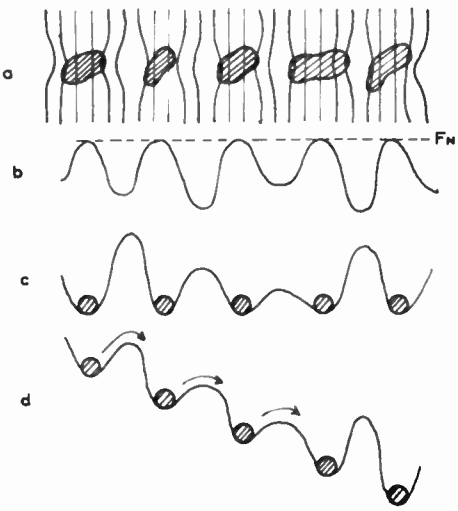


FIG. 7. — Mécanisme de glissement des lignes de tourbillons (d'après KIM, HEMPSTEAD, STRNAD).

ANDERSON suppose que, par agitation thermique, les lignes de tourbillon peuvent franchir la barrière inclinée et glisser dans le matériau (flux creep). A la température absolue T, la vitesse de glissement est donnée par l'expression :

$$v = \exp - \frac{(F_0 - q\alpha)}{kT}$$

F_0 et q sont des constantes qui caractérisent le supraconducteur,

$\alpha = |\vec{J} \wedge \vec{B}|$ donne l'intensité de la force de Lorentz.

Le paramètre α décroît constamment lorsque les lignes se déplacent et la vitesse v décroît.

Lorsque α atteint une certaine valeur α_c, le phénomène de glissement devient imperceptible, on atteint un état de quasi-équilibre.

La théorie prédit le comportement de α en fonction du temps et montre que la variation de champ interne obéit à une loi de la forme

$$H = k\,Lt \quad (L \text{ log népérien})$$

dans laquelle t représente le temps. Cette loi a pu être vérifiée par KIM et ses collaborateurs sur un tube supraconducteur.

Le glissement des lignes de tourbillon, qui s'accompagne d'une variation du champ magnétique interne, implique obligatoirement la présence d'un champ électrique E à l'intérieur du matériau. Ce champ ne peut se distinguer de celui qui s'établit dans un conducteur normal de résistivité ρ parcouru par un courant. Il est commode de caractériser le supraconducteur par une résistivité instantanée $\rho(t)$. La théorie montre que ρ dépend du temps suivant une loi en $1/t$.

Lorsqu'on applique un champ magnétique supérieur à H_{c1} à un supraconducteur « dur », il présente donc une certaine résistivité transitoire dont la valeur est inversement proportionnelle au temps. Cette résistivité est très faible ; une grossière approximation conduit à une valeur de l'ordre de $10^{-13}\ \Omega\cdot$cm au début du glissement des lignes.

La puissance thermique dissipée durant le régime transitoire est très mal évacuée par le matériau supraconducteur dont la conductibilité thermique est très faible. Lorsqu'elle dépasse un certain seuil, la température locale peut devenir supérieure à la température critique ; le matériau devient normal et l'aimantation s'annule brusquement. Une bobine placée autour d'un échantillon supraconducteur permet de mettre en évidence des sauts de flux très rapides dus à ce phénomène.

Dans les matériaux supraconducteurs « durs », l'aimantation n'est pas réversible mais décrit un cycle d'hystérésis. A titre d'exemple, la figure 8 représente

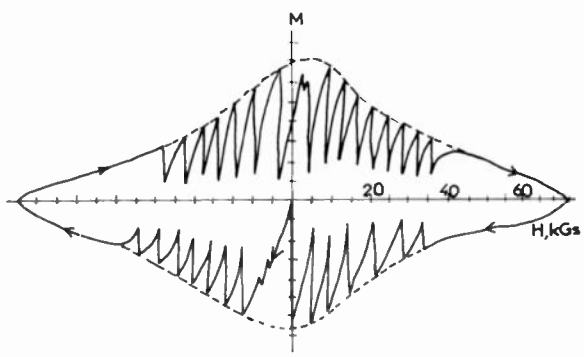


FIG. 8. — Aimantation d'un cylindre de niobium-zirconium. Vitesse de balayage en champ 10 000 G/mn.

la courbe d'aimantation d'un cylindre de niobium-zirconium que nous avons tracée dans le champ d'une bobine de BITTER [6]. Cette courbe n'est pas continue car, pendant le tracé, des transitions partielles se produisent. Elles sont d'autant plus nombreuses que l'induction varie plus rapidement. On peut, en effet, démontrer que la puissance dissipée est donnée par la relation :

$$W \simeq \left(1 + \frac{dM}{dt}\right)^2 .$$

Cet effet thermique est mis en évidence sur la figure 9 où la courbe d'aimantation du cylindre de Nb-Zr utilisé récemment a été tracée beaucoup plus lentement et présente un faible nombre d'instabilités. Il sera donc très important de ne pas augmenter trop rapidement le courant dans un bobinage supraconducteur.

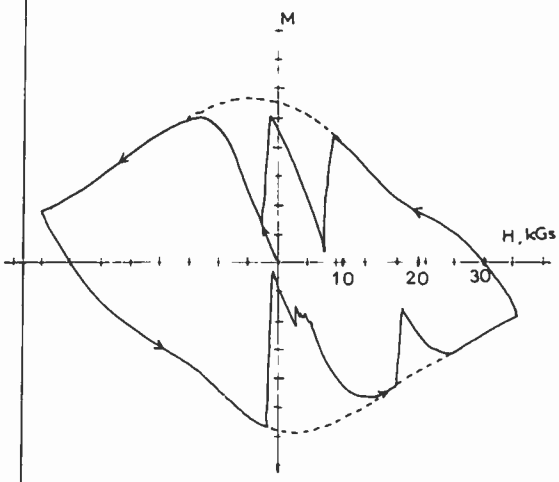


FIG. 9. — Aimantation d'un cylindre de niobium-zirconium. Vitesse de balayage en champ 300 G/mn.

2.1.2. *Supraconducteurs industriels*

Les fils ou rubans supraconducteurs habituellement utilisés pour la fabrication des bobinages à grand champ sont constitués d'un alliage de niobium et de zirconium, de titane ou d'étain.

Aujourd'hui, l'alliage de niobium-zirconium est le plus couramment utilisé car il fait déjà l'objet d'une fabrication industrielle. Son champ critique à courant nul est de l'ordre de 70 000 gauss et son emploi est limité à la réalisation de champs magnétiques ne dépassant pas 60 kilogauss.

Le champ critique du niobium-titane est plus élevé (environ 120 kG) et permet de créer des champs de l'ordre de 100 kilogauss. Il n'est cependant pas très commode d'emploi car son champ critique, lorsqu'il est bobiné, dépend de l'histoire du bobinage (phénomène de traînage très marqué).

Pour le niobium-étain des champs supérieurs à 100 kilogauss ont déjà été obtenus avec des densités de courant appréciables, mais ce matériau n'en est qu'à ses débuts industriels. Dans un proche avenir, il pourra vraisemblablement être utilisé pour la réalisation de champs de l'ordre de 150 kilogauss. A titre d'exemple, des essais effectués sur des petites bobines réalisées avec du ruban de niobium-étain fabriqué à Paris par la CSF, ont montré que des densités de courant de l'ordre de 10^5 A/cm² pouvaient être obtenues à 50 kilogauss [7].

Malheureusement, d'une manière très générale, les densités de courant observées sur des échantillons de fil supraconducteur de quelques dizaines de centimètres de long ne peuvent pas être conservées lorsqu'on réalise un bobinage contenant des centaines de mètres de fil. On observe un phénomène de dégradation encore mal expliqué dont l'origine semble provenir, tout au moins partiellement, des instabilités dont nous avons parlé dans le paragraphe précédent.

La figure 10 représente les courbes donnant le courant critique en fonction du champ critique pour des échantillons courts et des bobinages de moyenne importance (1 ou 2 km de fil) en niobium-zirconium. On voit que la densité de courant autorisée est très différente dans les deux cas. Pour les très gros bobinages (quelques dizaines de km de fil), la densité de courant permise devient encore plus faible. Ce phénomène de dégradation peut être partiellement réduit par un cuivrage du fil dont le but est de faciliter la dissipation de chaleur dans une zone plus étendue. On peut même améliorer encore les caractéristiques du fil cuivré en recouvrant la couche de cuivre d'une couche d'un matériau qui conserve une forte chaleur spécifique à très basse température (indium, plomb ou mercure) et qui absorbe alors la chaleur avec une élévation de température faible [6]. Les courants employés dans les bobinages sont de l'ordre de 16 à 24 ampères à 50 kilogauss avec des fils de niobium-zirconium de 25/100 de mm de diamètre. Ils correspondent à des densités de courant de 3,2 à 4,8·10^4 A/cm².

Une autre méthode, plus efficace encore pour éviter cette dégradation, consiste à mettre plusieurs fils cuivrés et indiés en parallèle et de former ainsi un câble. Lorsqu'une transition se produit dans l'un des brins, le courant total se répartit entre les autres brins sans blocage total du bobinage. On a pu ainsi, avec des bobinages de très grandes dimensions, obtenir des courants de 35 ampères à 50 kilogauss dans chacun des brins d'un câble formé par sept fils de 25/100 de mm de diamètre en niobium-zirconium. Par le même procédé, on a obtenu des courants de 20 ampères par brin dans un câble de sept fils de 25/100 de mm de niobium-titane, pour un champ de 67 kilogauss [8]. Dans ce dernier cas, le diamètre interne du bobinage est de 18 cm.

Ces différents résultats montrent qu'il est relativement aisé de construire des bobinages donnant un champ de 50 à 60 kilogauss dans un volume suffisant pour réaliser une expérience de résonance nucléaire.

Il est intéressant de remarquer que l'effet du cuivrage sur les qualités du fil supraconducteur n'avait

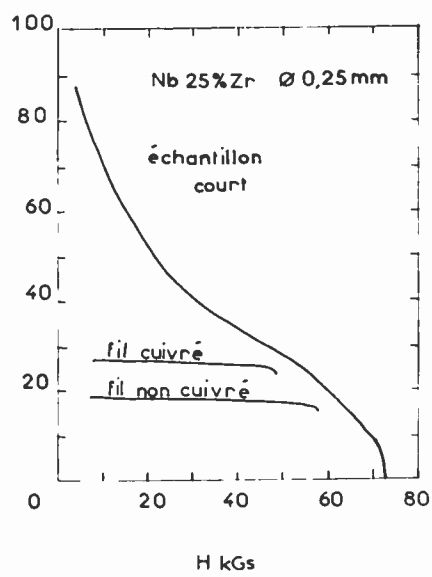


FIG. 10. — Courant et champ critiques de l'alliage de niobium-zirconium en échantillon court et en bobine.

pas été prévu et qu'initialement le but de cette opération était de protéger le bobinage au moment de la transition. En effet au début d'une transition, une très faible longueur de fil devient normale et toute la surtension provoquée par la décroissance du courant apparaît aux bornes de cette section. Suivant la taille du bobinage, la surtension atteint quelques kilovolts ou même quelques dizaines de kilovolts. Le but de la couche de cuivre dont la résistance est très inférieure à la résistance du fil à l'état normal est d'atténuer cette surtension en shuntant la zone normale.

2.1.3. *Stabilité*

Une autre particularité intéressante des bobinages supraconducteurs est le fait que le champ magnétique puisse être entretenu sans apport d'énergie en refermant le bobinage sur lui-même à l'aide d'un shunt supraconducteur. La stabilité dans le temps du champ obtenu peut être très grande si l'on se protège suffisamment des champs extérieurs inhomogènes. On peut espérer raisonnablement obtenir une stabilité supérieure à 10^{-9} en valeur relative pendant plusieurs heures.

A l'Institut d'Electronique, nous avons réalisé des expériences de résonance électronique avec un bobinage mis en court-circuit. Nous n'avons pas pu mesurer la stabilité du champ avec précision car la stabilité de la source hyperfréquence utilisée n'était pas suffisante mais nous avons pu nous assurer que le passage en régime de court-circuit s'effectuait facilement et que la stabilité du champ obtenu était supérieure à 10^{-4} pendant plusieurs heures.

Ces expériences sont réalisées de la manière suivante :

— Le bobinage est shunté par une section de fil supraconducteur bobiné sur une résistance au carbone. Lors de la montée du courant, le fil est porté au-dessus de sa température critique par chauffage de la résistance. Une fois le courant établi à la valeur désirée, il suffit d'arrêter l'alimentation de la résistance pour qu'un courant permanent s'établisse. Les contacts doivent avoir une résistance nulle. Ils sont réalisés en pressant fortement, entre deux blocs de cuivre, les deux sections de fils préalablement aplaties à leur extrémité.

Dans une expérience de résonance, il est souvent nécessaire de balayer le champ magnétique autour d'une valeur fixe. On peut se demander comment

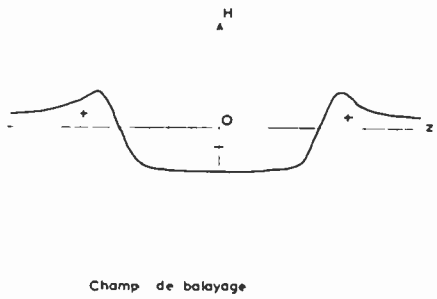


FIG. 11. — Allure du champ de balayage permettant de faire varier le champ au centre d'un solénoïde supraconducteur en court-circuit.

réaliser ce balayage lorsque le bobinage est en court-circuit puisque le flux total embrassé par le solénoïde est automatiquement maintenu constant. Il est possible d'éviter cet écueil en réalisant des bobines de balayage dont le champ se retranche du champ principal au centre du bobinage et s'ajoute aux extrémités (fig. 11) [9]. On maintient ainsi le flux constant tout en faisant varier le champ au centre.

2.1.4. *Homogénie*

A priori, il semble qu'un bobinage supraconducteur convenablement dimensionné puisse produire la très grande homogénie nécessaire en résonance nucléaire si des précautions suffisantes sont prises lors du bobinage du fil. La situation n'est pourtant pas si simple car les matériaux supraconducteurs prennent une aimantation qui modifie la valeur du champ en chaque point et perturbe l'homogénie.

On voit sur la figure 9, que cette aimantation est négative lorsqu'on opère en champ croissant et positive dans l'autre cas. On peut donc penser l'annuler, tout au moins partiellement, en allant un peu au-delà du champ de travail prévu et en revenant par décroissance du champ à la valeur fixée. La courbe d'aimantation de la figure 12 relevée avec un faisceau

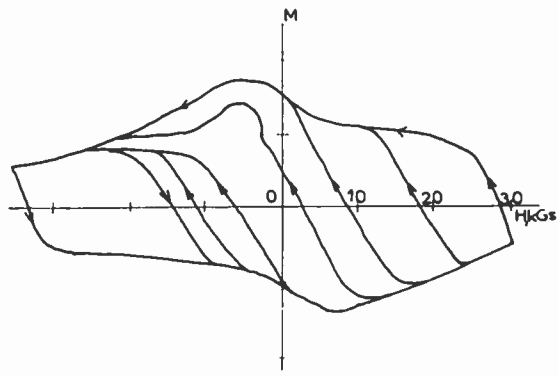


FIG. 12. — Cycles partiels d'aimantation d'un faisceau de fils de niobium-zirconium.

de fil de niobium-zirconium montre qu'il est possible de ramener l'aimantation de la majorité des points de la courbe d'hystérésis à zéro par la même variation de champ. L'annulation ne peut être parfaite et il est nécessaire d'améliorer l'homogénie à l'aide de spires de courant convenablement disposées. Cette opération doit être aisée car le champ créé par l'aimantation permanente est faible devant le champ principal (de l'ordre de 1 %) et son homogénie est bonne au centre d'un solénoïde. A titre d'exemple, nous avons tracé sur la figure 13 le champ rémanent d'un solénoïde court ($\varnothing_{int} = 1{,}4$ cm, $\varnothing_{ext} = 8$ cm, $L = 7{,}6$ cm). La courbe de champ présente deux maximums au voisinage des extrémités du solénoïde. Sa forme peut être déterminée théoriquement lorsqu'on connaît l'aimantation en chaque point [10].

Nous voyons que l'inhomogénie du champ au centre est de l'ordre de 5 gauss/cm. soit une inhomogénie due à l'aimantation, de 10^{-4} à 50 000 gauss.

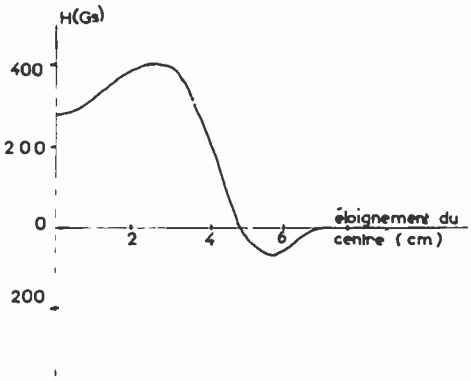


FIG. 13. — Champ rémanent d'un solénoïde court

Cette estimation est d'ailleurs pessimiste car l'aimantation à champ nul est quatre à cinq fois plus élevée qu'en champ fort.

Avec un solénoïde long, l'homogénie au centre est bien meilleure, les effets de bouts diminuant considérablement. Il semble donc que les homogénies relatives de 10^{-6} à 10^{-7} sur un volume de 1 cm³ puissent être atteintes.

3. Création d'un champ homogène

3.1. CALCUL

La manière classique d'obtenir des champs homogènes à l'aide de bobines sans fer est de placer deux bobines identiques en position d'Helmholtz. On a alors l'avantage de pouvoir accéder facilement au champ dans toutes les directions. Cette disposition est adoptée dans les chambres à bulles, par exemple [11]. Pour notre part, nous avons préféré utiliser un solénoïde à effets de bouts compensés, car il permet une meilleure utilisation du fil supraconducteur tout en assurant une homogénie supérieure à celle donnée par deux bobines en position d'Helmholtz de dimensions voisines.

Nous avons donc mis au point une méthode de calcul permettant de déterminer l'homogénie du champ créé par un solénoïde en utilisant la méthode des harmoniques sphériques préconisée par GARRET [12]. Le développement du champ d'un système à symétrie de révolution peut s'écrire, lorsqu'on prend l'origine au plan de symétrie :

$$B_\phi = 0$$

$$B_Z(r,\theta) = B_Z(0,0)\left[1+\varepsilon_2\left(\frac{r}{a_1}\right)^2 P_2(u) + \varepsilon_4\left(\frac{r}{a_1}\right)^4 P_4(u)+\ldots\right]$$

$$B_\rho(r,0) = B_Z(0,0)\left[1+\varepsilon_2\left(\frac{r}{a_1}\right) P'_2(u) + \varepsilon_4\left(\frac{r}{a_1}\right)^4 P'_4(u)+\ldots\right]$$

θ et ϕ étant les coordonnées d'un point où l'on calcule le champ. a_1 est le diamètre intérieur du solénoïde. On pose $u = \cos\theta$.

Il est possible de supprimer les termes en ε_2 et ε_4 en effectuant une encoche dans le solénoïde soit à l'intérieur, soit à l'extérieur. Nous avons choisi, pour des raisons de commodité expérimentales, de la placer à l'extérieur (fig. 14). Les dimensions de l'encoche sont calculées en déterminant le développement du champ produit par le solénoïde de diamètre

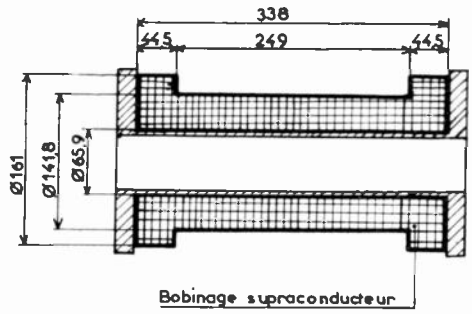


FIG. 14. — Solénoïde du 6e ordre à encoche

D et de longueur L et en cherchant à annuler les termes en ε_2 et ε_4 par soustraction du champ produit par le solénoïde de mêmes dimensions que l'encoche.

Lorsqu'on se fixe la valeur du champ à atteindre et le volume utilisable, une infinité de solénoïdes du 6e ordre peuvent remplir les conditions requises. Parmis ces solénoïdes, il en existe un dont le volume du bobinage est minimal. Il constitue un cas particulièrement intéressant lorsqu'on utilise des fils supraconducteurs dont le prix est très élevé car il correspond au poids minimal de fil. A l'aide d'une série de calculs effectués sur ordinateur, nous avons calculé les dimensions d'un grand nombre de solénoïdes du 6e ordre et nous avons déterminé les dimensions de ceux qui correspondent à un volume de bobinage minimal [13].

Le solénoïde que nous avons réalisé a été dimensionné d'après ces résultats. Nous nous sommes fixés comme objectifs principaux un champ maximal de 60 000 gauss et une homogénie relative de 10^{-8} dans un volume de 1 cm³. Certains autres facteurs nécessaires au calcul ont été fixés a priori :

— Intensité du courant au champ maximal, 16,5 A dans un fil de 25/100 de mm.

— Coefficient de remplissage 0,4.

— Diamètre intérieur du bobinage 65,5 mm.

L'intensité au champ maximal a été fixée d'après les résultats que nous avons obtenus sur des bobines de plus petites dimensions et en tenant compte d'une marge de sécurité.

Le coefficient de remplissage a été déterminé expérimentalement sur des bobines que nous avons réalisées avec un fil identique à celui qui doit être utilisé.

Le diamètre interne de la bobine a été fixé pour

laisser, après introduction d'un cryostat à l'intérieur de la bobine, un espace suffisant accessible à la température ordinaire (diamètre de ce volume utilisable 44,4 mm). Un tel diamètre est nécessaire pour pouvoir introduire une sonde de résonance nucléaire avec facilité et réaliser un spectrographe travaillant à 250 MHz pour les protons.

Le calcul nous donne alors :

— Longueur du solénoïde 338 mm

— Diamètre extérieur 141,8 mm

— Diamètre des enroulements de compensation 161 cm

— Longueur de l'encoche 249 mm

— Longueur du fil : 40 km soit un poids de 16 kg.

Pour vérifier nos calculs, nous avons d'abord réalisé une maquette en fil de cuivre et mesuré l'homogénie du champ obtenu. Les mesures ont été faites à la température de l'azote liquide pour obtenir une meilleure stabilité du champ et diminuer la puissance d'alimentation nécessaire.

En déplaçant, le long de l'axe du solénoïde, une bobine reliée à un fluxmètre électronique [14], nous avons pu enregistrer directement le champ en fonction de la distance au centre. L'homogénie mesurée est supérieure à 10^{-4} en valeur relative sur une distance de 8 cm. Nous n'avons pas pu avoir une meilleure détermination de sa valeur car la stabilité dans le temps du courant d'alimentation n'était pas suffisante. Toutefois, en tenant compte de la précision des mesures effectuées, les coefficients du 6e et du 8e ordre coïncident bien avec ceux déterminés par le calcul.

3.2. Réalisation

3.2.1. *Bobine*

Le fil utilisé est un fil d'alliage de niobium-zirconium dont le diamètre est 0,25 mm. Il est recouvert d'une couche de cuivre de 0,025 mm et d'une couche de nylon de même épaisseur. Nous avons utilisé du fil contenant 33 % de zirconium pour les couches internes et du fil à 25 % de zirconium pour les couches externes. La densité de courant permise dans l'alliage à 33 % de zirconium est, en principe, supérieure à celle de l'alliage à 25 % au-dessus de 50 kilogauss. A la suite d'essais systématiques, nous nous sommes rendu compte qu'il n'en était pas toujours ainsi.

Le fil est bobiné à spires jointives et la tension de bobinage est d'environ 1 kg. Chaque couche de fil se termine à 8 mm du support pour permettre de placer dans l'intervalle laissé vide, un ruban de mylar de l'épaisseur de la couche de fil (fig. 15). Une feuille de mylar de 40 microns d'épaisseur sert d'isolement entre couches et recouvre la couche de fil et le ruban terminal. On évite ainsi tout glissement dangereux des spires entre les différentes couches. Le contact de deux spires de couches différentes peut, en effet, conduire à un claquage lors d'une transition, l'isolement du fil n'étant pas suffisant pour supporter les surtensions mises en jeu sur la longueur de deux couches.

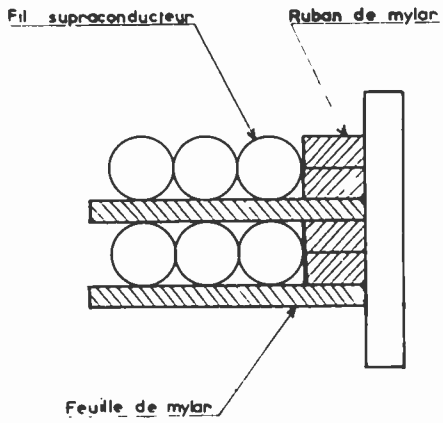


Fig. 15. — Détail du bobinage

Le support de la bobine est en acier inoxydable amagnétique.

La bobine comprend douze sections de fils dont la longueur moyenne est d'environ 3 km. Les joints entre sections sont supraconducteurs. Ils sont réalisés par serrage des extrémités de chaque section (fig. 16). Par précaution, chaque joint « supraconducteur »

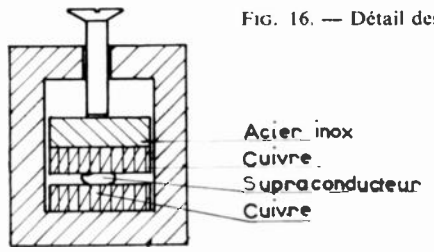


Fig. 16. — Détail des contacts

est doublé d'un joint « normal » placé en amont qui réalise un très bon contact entre les couches protectrices de cuivre des deux sections. Il est très important en effet que cette protection soit continue pour éviter la fusion du fil au voisinage des contacts lorsqu'une transition se produit à ce niveau. La figure 17 repré-

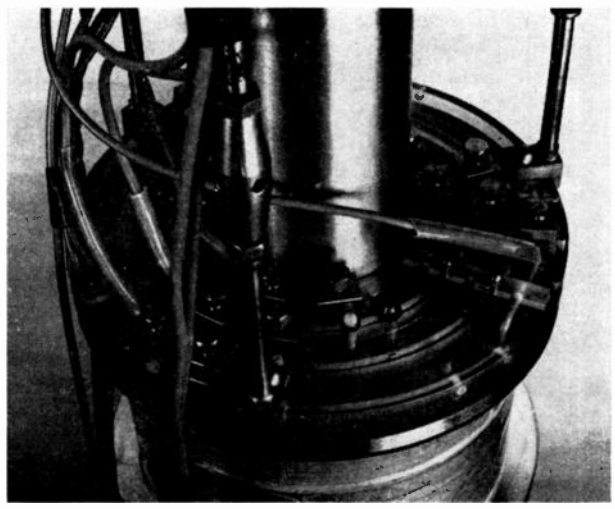


Fig. 17. — Ensemble des contacts au sommet du solénoïde

sente l'ensemble des contacts placés sur l'un des côtés de la bobine.

3.2.2. *Ensemble cryogénique*

Le cryostat qui contient la bobine est réalisé en acier inoxydable amagnétique. Il est constitué de deux ensembles : l'un entoure la bobine, l'autre vient se placer à l'intérieur de celle-ci pour permettre l'accès au champ magnétique à la température ordinaire (fig. 18).

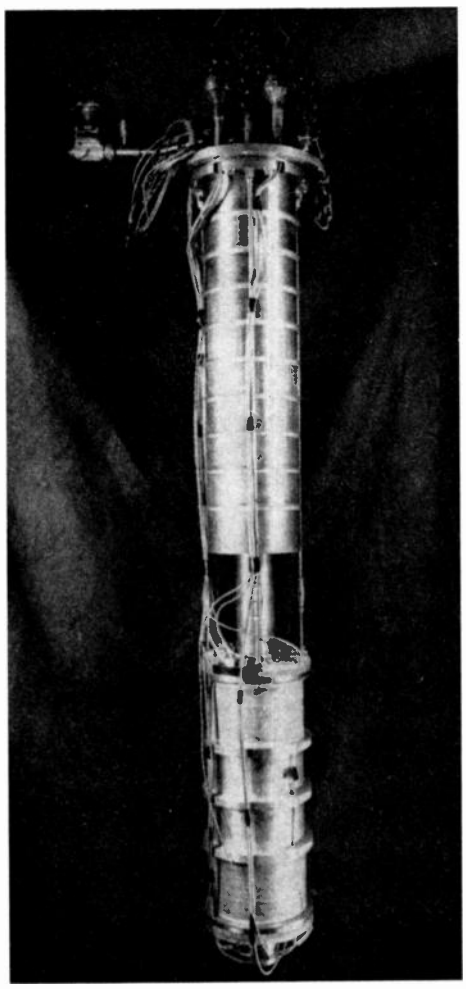


FIG. 18. — Solénoïde et cryostat interne

La consommation d'hélium est d'environ 0,2 litre par heure ; celle d'azote est de l'ordre de 0,5 l/h.

La mise en froid de la bobine, préalablement refroidie à la température de l'azote liquide, consomme environ six à sept litres d'hélium liquide.

Lors d'une transition, l'énergie magnétique de la bobine est transformée en énergie thermique qui provoque en une ou deux minutes l'évaporation de plusieurs litres d'hélium. Dans notre cas, l'énergie est d'environ 45 kilojoules. Elles est suffisante pour vaporiser complètement les six litres d'hélium liquide contenus dans le cryostat. Pour stocker le gaz évaporé, un ballon de 10 m³ est placé en parallèle sur l'installation de récupération du laboratoire. On a pu ainsi maintenir l'élévation de pression au-dessous de 20 g/cm².

3.2.3. *Alimentation de la bobine*

La bobine est alimentée par une alimentation stabilisée dont le débit maximal est 30 A, permettant de faire croître le courant à des vitesses variables. Il suffit pour cela de faire varier la tension d'alimentation de la bobine. La constante de temps L/R de la bobine et du circuit d'alimentation étant très élevée, il suffit d'appliquer une tension fixe aux bornes de la bobine pour obtenir une croissance du courant pratiquement linéaire.

3.2.4. *Essais et résultats*

Le solénoïde a été bobiné, une première fois, en plaçant les sections de fil à 33 % de zirconium au centre. Nous avons fait des essais de transitions chaque fois que deux ou trois sections de fil étaient placées sur la bobine. La figure 19 donne les résultats obtenus

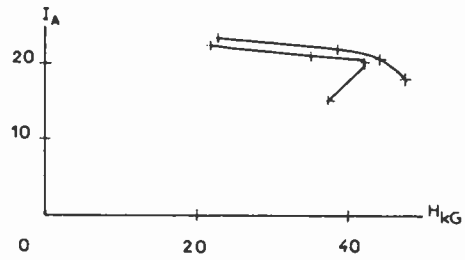


FIG. 19. — Courant et champ critiques des premières sections bobinées.

pour les six premières sections. Les courbes tracées joignent les points correspondant au minimum et au maximum du champ réalisé pour le même nombre de sections. Le courant critique décroît brutalement lorsque la sixième section de fil est ajoutée. Le bobinage présente alors un fort traînage et les meilleures performances (18,5 A pour 48 kG) ont été obtenues après de nombreuses transitions. Nous avons cherché à déterminer la section qui limitait les performances de l'ensemble du bobinage. Pour cela nous avons mesuré les surtensions aux bornes de chaque section à l'instant de la transition. La figure 20 représente un oscillogramme de ces tensions et du courant. Il permet de mettre en évidence le début de la transition au niveau de la 3e section [15]. On peut aussi noter les valeurs élevées des surtensions qui atteignent parfois 10 000 V soit environ 1 000 V par couche.

Nous avons décidé d'éliminer la troisième section. Toutefois, avant le débobinage complet du solénoïde, nous avons testé chaque section dans le champ des sections qui lui étaient extérieures. Nous avons, de même, essayé les longueurs de fil non encore bobinées en les plaçant, sous forme de bobines longues, à l'intérieur du solénoïde. Au cours du débobinage, les caractéristiques des sections retirées ont été relevées en les plaçant dans le champ du bobinage restant. Nous avons ainsi déterminé les caractéristiques en bobine des longueurs de fil dont nous disposions. Elles sont très différentes, surtout à fort champ, et n'ont aucune relation avec les caractéristiques relevées sur échantillons courts.

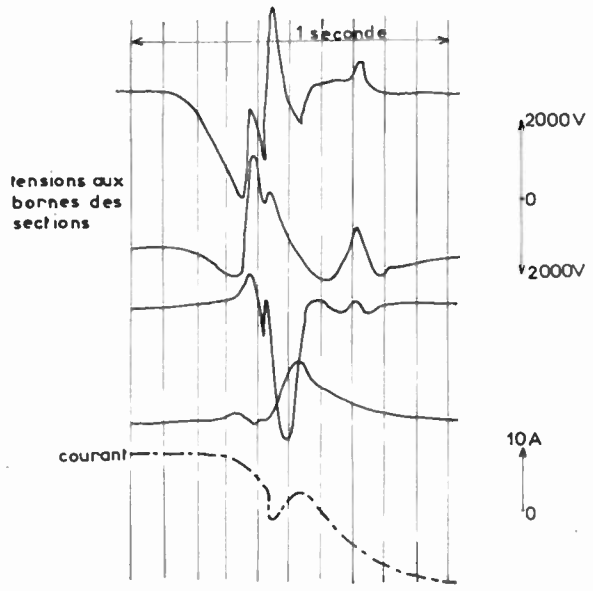


FIG. 20. — Allure du courant et des tensions aux bornes de quelques sections au moment d'une transition.

Au cours du débobinage, un déplacement important des spires a pu être constaté. Le solénoïde dont la longueur initiale était de 338 mm s'était racccourci lors des essais d'environ 0,8 mm. Ce déplacement donne vraisemblablement l'explication des deux on trois premières transitions à bas champ observées initialement. Sous l'effet des forces magnétiques, les spires se resserrent et la variation brutale de champ qu'elles voient au cours de leur déplacement est certainement suffisante pour provoquer une transition prématurée.

Actuellement, le solénoïde a été rebobiné dans sa totalité en tenant compte des caractéristiques relevées. Après trois essais consacrés à la formation de la bobine, les champs obtenus oscillent entre 53 et 58 kG pour des courants de 15,5 à 17 A. Ces résultats sont en bon accord avec les hypothèses que nous avions formulées au début de notre projet.

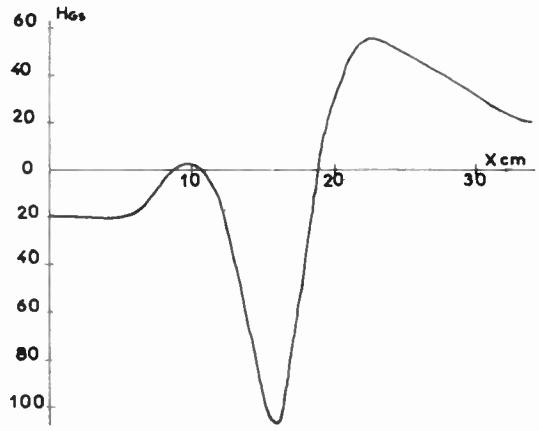


FIG. 21. — Champ rémanent axial du solénoïde compensé : ce champ est symétrique par rapport au centre du solénoïde lorsque le courant est ramené à zéro sans transition.

Pour obtenir un ordre de grandeur de l'inhomogénie apportée par l'aimantation du supraconducteur nous avons relevé la courbe représentant le champ rémanent axial (fig. 21). Au centre du solénoïde, la variation du champ est de l'ordre de 1 à 2 gauss par centimètre. Compte tenu de la réduction d'aimantation du matériau à champ fort, l'inhomogénie due à l'aimantation est de l'ordre de 0,2 à 0,4 gauss par cm pour un champ de 50 kG. Ces valeurs conduisent à une homogénie relative de 4 à 8.10^{-6} sur 1 cm suivant l'axe.

Pour diminuer cette valeur, nous avons placé aux extrémités du solénoïde des enroulements de correction dont nous réglons le courant. Nous avons pu ainsi obtenir une homogénie de 5.10^{-7} sur 2 cm suivant l'axe. D'autres essais sont en cours actuellement et nous pensons pouvoir encore améliorer ces performances.

Parallèlement à cette mise au point de la bobine, nous avons construit un spectrographe à résonance nucléaire qui nous permet de contrôler les résultats des mesures d'homogénie effectuées avec un fluxmètre électronique. Ce spectrographe, qui utilise un pont d'impédance pour mettre en évidence la variation de surtension de la bobine au moment de la résonance des spins, nous a permis d'observer la résonance des protons à 150 MHz dans un échantillon d'alcool éthylique dont le volume utile est d'environ 100 mm^3. La figure 22 représente la raie de résonance obtenue

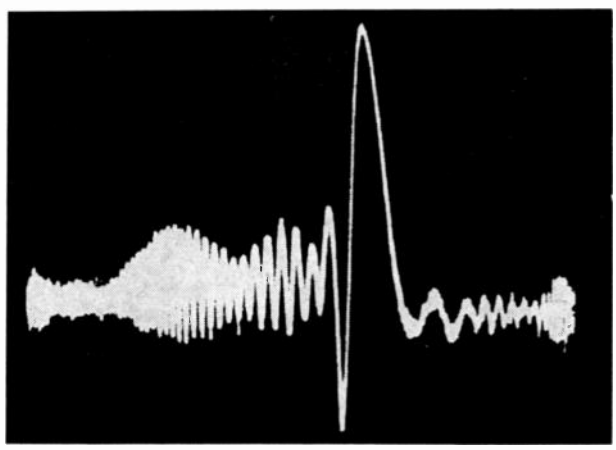


FIG. 22. — Résonance des protons de l'alcool éthylique à 150 MHz en passage rapide.

en passage rapide. On remarque la modulation des " Wiggles " caractéristique de la présence d'une structure. La même raie a été enregistrée en passage lent (fig. 23). On observe les trois pics caractéristiques correspondant aux protons des groupes CH_3, CH_2 et OH. Les deux pics extrêmes sont séparés de 140 milligauss. Une estimation grossière permet de supposer que la variation de champ sur le volume de l'échantillon est dix fois plus petite, soit environ 14 milligauss. L'homogénie est donc de l'ordre de $4 \cdot 10^{-7}$ en valeur relative. Nous poursuivons actuellement nos essais et espérons obtenir dans un proche avenir des spectres de résonance en haute résolution après quelques perfectionnements apportés à notre spectrographe.

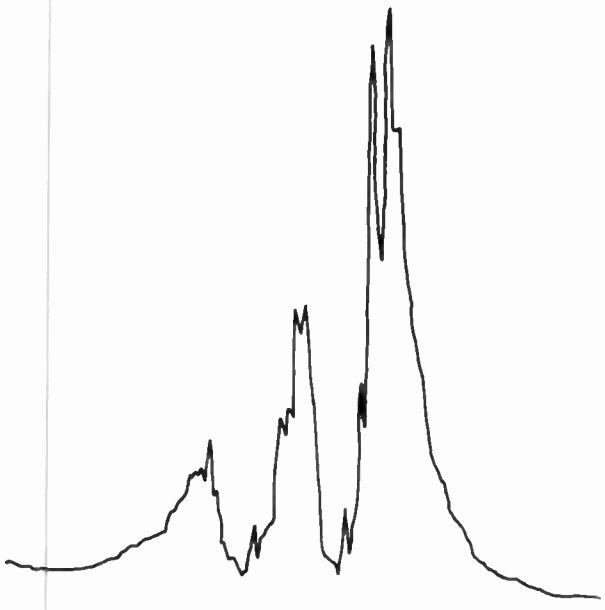


FIG. 23. — Résonance des protons de l'alcool éthylique à 150 MHz en passage lent. L'écart relatif des deux raies extrêmes est de 4.10^{-6}.

Nous l'équipons notamment d'un dispositif à échantillon tournant qui permet, en moyennant la valeur du champ magnétique observé par les spins, d'améliorer d'un facteur 10 ou 100 l'homogénie apparente du champ sur le volume de l'échantillon. On pourra ainsi obtenir une résolution supérieure à 1 Hz à la fréquence de 200 MHz.

BIBLIOGRAPHIE

[1] NELSON F.A. et WEAVER H.E. — *Sciences*, vol. **146**, p. 233, 1964.

[2] ABRIKOSOV A. — *Translation Soviet Phys. JETP* **5**, 1174, 1957.

[3] KIM Y.B., HEMPSTEAD C.F. et STRNAD A.R. — *Phys. Rev.* **6**, 2 486, 1963.

[4] ANDERSON R.W. — *Phys. Rev. Let.*, **9**, 309, 1962.

[5] FRIEDEL J., DE GENNES P.G. et MATRICON J. — *App. Phys. Let.*, **2**, 119, 1963.

[6] SAUZADE M. — National Magnet Laboratory, Rapport interne, août 1964.

[7] Essais réalisés en collaboration avec M. SMULKOVSKY, ingénieur à la C.S.F.

[8] LAVERICK C. — Communication privée.

[9] FONER S. — *Rev. Sc. Inst.*, **34**, 293, 1963.

[10] DONNADIEU L. et LEROUX P.J. — Cryogenic Engineering Conference, Philadelphie, août 1964.

[11] KRIKORIAN J. — *Bull. S.F.E.*, **8**, 7, 1964.

[12] GARRET M.W. — *J. of App. Phys.*, **22**, 1091, 1951.

[13] GIRARD B. et SAUZADE M. — *Nucl. Inst. and Meth.*, **25**, 269, 1964.

[14] GRIVET P. SAUZADE M. et STEFANT R. — *R.G.E.*, **70**, 317, 1961.

[15] Cet oscillogramme nous a aimablement été prêté par M. DONNADIEU. Ingénieur à la C.G.E.

***

Les travaux cités dans cet article ont, pour une grande part, été financés par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

ÉTUDES DE QUELQUES PROBLÈMES RELATIFS AUX BOBINAGES EN CABLES SUPRACONDUCTEURS*

PAR

L. DONADIEU

Docteur ès Sciences
Centre de Recherche de la C.G.E.
Marcoussis (Seine-et-Oise)

Introduction

L'application des bobinages supraconducteurs à la résonance magnétique est extrêmement attrayante dans son principe [1] [2], notamment du fait :

1° de la production de champs magnétiques très intenses : 10 teslas dès maintenant ;

2° de la stabilité temporelle quasi parfaite : $\Delta B/B$ supérieur à 10^{-9}/heure [1] ;

3° de la puissance électrique théoriquement nulle et, en fait, très faible : de l'ordre du kilowatt, pendant le temps d'établissement du champ magnétique.

Cependant, de nombreux problèmes se posent dans la réalisation de ces bobinages. En effet, les expériences de résonance magnétique imposent, le plus souvent, un accès du champ magnétique à la température ambiante, ce qui conduit à un diamètre intérieur de plusieurs centimètres, voire du décimètre. En outre, pour obtenir une grande homogénéité, les bobinages doivent être longs : $\beta \approx 7$. On est donc conduit à de gros bobinages qui nécessitent des quantités importantes de matériaux supraconducteurs : disons 10 à 20 kg. Par exemple, le bobinage de Sauzade [3] a un diamètre intérieur de 65 mm et il utilise 16 kg de niobium-zirconium. La longueur de fil de 0,25 mm de diamètre mise en œuvre est de 40 km. Réalisée en câble sept brins du même diamètre, récemment apparu sur le marché [4], cette longueur aurait été réduite théoriquement à 6 km et, en fait, ainsi que nous le verrons plus loin (cf. section 4-1), à 4 km.

Il en résulte un avantage pratique appréciable du câble sur le fil pour la réalisation de l'enroulement, avantage qui est encore accentué par la grande solidité mécanique du câble : charge à la rupture supérieure à 50 kg. Mais, suivant une loi bien naturelle, les avantages du câble sont contrebalancés par des servitudes particulières comme, notamment, la nécessité d'alimenter les bobines en courant déjà fort : plusieurs centaines d'ampères.

Afin d'évaluer l'intérêt technologique du câble dans la réalisation de bobinages à grande homogénéité pour résonance magnétique, nous allons étudier quelques-uns de leurs problèmes spécifiques et les discuter par comparaison avec les bobinages en fils.

Notations

a_1 rayon intérieur du solénoïde
a_2 rayon extérieur de solénoïde — α a_2/a_1
b demi-longueur du solénoïde — β b/a_1
c pas de l'enroulement — γ c/a_1
z distance axiale du plan médian
N nombre de spires du bobinage
λ facteur de remplissage de l'enroulement
δ_s inhomogénéité due à la quantification des spires.
δ_p inhomogénéité due au positionnement aberrant d'une spire
δ_a inhomogénéité due au champ parasite d'une amenée de courant
M_r aimantation rémanente
H_a champ magnétisant
H_1 champ limite d'aimantation réversible
H_s champ limite d'aimantation à saturation
M^*_r aimantation rémanente de saturation
I_0 intensité du bobinage au moment du blocage
τ_B constante de temps de blocage

* Conférence prononcée le 24 mars 1965 au cours d'une Réunion Générale de la S.F.E.R.

1. Limites de l'homogénéité dues aux effets dimensionnels

Ces limites sont causées, notamment, par la quantification des spires ainsi que par leur positionnement. Les amenées de courant peuvent, en outre, créer un champ perturbateur qu'il convient d'étudier.

1.1. Quantification des spires de l'enroulement

La quantification des spires introduit une ondulation du champ magnétique dont l'amplitude est nécessairement plus grande pour un bobinage en câble que pour un bobinage en fil.

Si nous considérons des spires exactement superposées et régulièrement espacées, l'amplitude relative ($\delta_s = \Delta B/B$) de l'ondulation du champ sur l'axe est donnée par l'expression [5] [6] :

$$\delta_s = \frac{\sqrt{\gamma}}{\alpha - 1}\left\{\exp\left(\frac{-2\pi}{\gamma}\right) - \sqrt{\alpha}\,\exp\left(\frac{-2\pi\alpha}{\gamma}\right)\right\} \qquad (1)$$

où $\alpha = a_2/a_1$ et γ est le pas de l'enroulement normalisé au rayon intérieur.

Pour un rayon donné, γ est plus grand pour du câble que pour du fil simple ; il est sensiblement quatre fois plus grand pour du câble sept brins. Cependant, la dépendance exponentielle de δ_s en γ montre que l'ondulation devient négligeable : ($< 10^{-10}$) dès que l'on a $\gamma = 0{,}1$. Le câble sept brins ayant un diamètre de l'ordre de 1,1 mm donne un effet de quantification des spires qui devient complètement négligeable dès que le diamètre intérieur de l'enroulement est supérieur à 22 mm. C'est effectivement le cas des bobinages pour résonance magnétique dont le diamètre est supérieur à 50 mm. En fait, on pourrait réduire ce diamètre encore plus car les spires de câble se placent en quinconce, ce qui conduit à un δ_s effectif inférieur à ce que donne l'équation (1).

Il semble donc que le diamètre du câble ne constitue pas vraiment une limite à l'homogénéité des bobinages pour résonance magnétique.

1.2. Effet de positionnement des spires

Une erreur de positionnement d'une spire introduit un défaut d'homogénéité δ_p tel que :

$$\delta_p = \frac{3}{N}\,\frac{a^2 bz}{(a^2+z^2)^{5/2}}\,dz. \qquad (2)$$

Cette équation montre que le problème est plus délicat pour les bobinages en câble que ceux en fil car le nombre de spires N est (environ 10 fois) plus faible. Cependant, l'application pratique de cette formule à des bobinages pour résonance magnétique conduit à des tolérances de positionnement qui semblent acceptables (0,1 à 0,05 mm) quoique délicates à réaliser. Il reste à savoir si ces tolérances peuvent être conservées dans tout le bobinage.

1.3. Effet du positionnement des amenées de courant

Si nous supposons qu'une des amenées de courant se trouve sur une génératrice extérieure du bobinage, il en résulte un défaut d'homogénéité donné par l'équation suivante :

$$\delta_a = \frac{1}{\pi N}\,\frac{b}{a}\,(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2) \qquad (3)$$

qui est du même type que l'équation (2).

Les calculs pratiques montrent qu'il y a lieu de réduire soigneusement la longueur de conducteur en cause : b ($\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2$) pour maintenir une homogénéité de l'ordre de 10^{-6} dans les bobinages en câbles. Il s'agit donc d'un aspect supplémentaire à considérer dans leur réalisation.

2. Limite de l'homogénéité due aux effets de l'hystérésis des matériaux supraconducteurs

Les matériaux des bobinages à champ intense sont des supraconducteurs « durs » à cycle d'aimantation très irréversible [7] et à densité de courant très élevée. On les définit comme des supraconducteurs de 2e espèce imparfaits [8] qu'on appelle également de 3e espèce [9].

On considère que ces matériaux doivent leurs propriétés spectaculaires à l'existence d'une densité élevée de dislocations, de défauts ou d'irrégularités de leur structure cristalline [10] ; les irrégularités constituent un réseau sur lequel les lignes de tourbillons [11] qui transportent, en définitive, le courant électrique, s'accrochent avec des forces suffisantes pour contrebalancer les forces de Lorentz [12]. Les expériences récentes de Jacrot et Cribier [13] sur la diffraction des neutrons par les lignes de tourbillons, ont démontré leur arrangement en une structure organisée, et sont donc très symptomatiques à cet égard.

Les matériaux intéressants pour la réalisation des bobinages supraconducteurs se classent en deux groupes [10] : les alliages très fortement écrouis (fil étiré à froid), et les composés intermétalliques tels que Nb_3Sn ou le V_3Ga. L'hystérésis magnétique de ces matériaux est très marquée puisque l'aimantation rémanente du niobium-zirconium dépasse 2 000 G [14] [15] et celle du niobium-titane approche 5 000 G [16]. Cette forte aimantation crée dans les bobinages supraconducteurs un champ magnétique résiduel qui vient perturber les lignes de force du champ magnétique solénoïdal dû au passage du courant dans le bobinage.

On peut se demander a priori s'il ne conviendrait pas de traiter ces matériaux pour réduire leur hystérésis et améliorer ainsi l'homogénéité du champ magnétique. Effectivement, il apparaît qu'un recuit à une température appropriée diminue l'hystérésis mais, corollairement, la densité de courant admissible est fortement réduite, ce qui enlève tout intérêt pratique à une telle opération. Nous sommes donc

conduits à utiliser des matériaux présentant une forte hystérésis.

2.1. Modèle de calcul du champ résiduel [16] [17]

Le champ résiduel est obtenu en intégrant l'aimantation rémanente M_r sur le volume de l'enroulement. Pour un solénoïde, le champ résiduel axial B_r est donné par l'équation :

$$B_r = \frac{1}{4\pi}\int_v \lambda \frac{\vec{M_r}}{R^3}\Omega\, dv \qquad (4)$$

où

$$\Omega = (3\cos^2\varphi - 1)\cos\theta - 3\sin\varphi\cos\varphi\sin\theta.$$

Les angles φ et θ sont définis dans la figure 1 qui

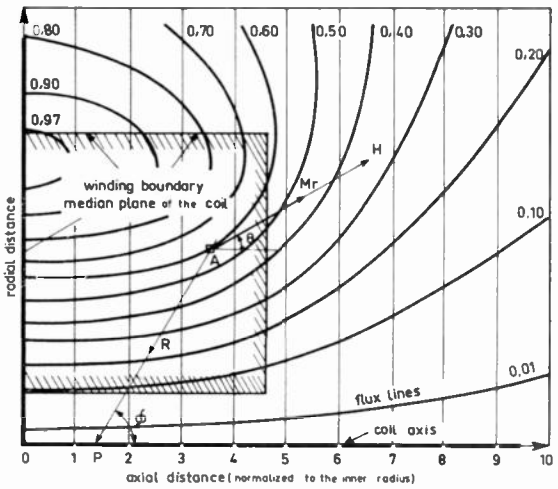


Fig. 1. — Ligne de forces et aimantation rémanente dans l'enroulement d'un solénoïde supraconducteur.

montre les lignes de force dans un bobinage et schématise le principe de calcul de B_r. $\vec{M_r}$ est l'aimantation rémanente dans l'élément de volume dv et dépend de toute l'histoire magnétique du solénoïde. Dans notre modèle, nous avons fait l'hypothèse que M_r ne dépend que de la valeur maximale du champ magnétisant H_a auquel dv a été soumis. Nous distinguons trois relations différentes selon la force de H_a :

1° $H_a < H_1$: $M_r = 0$, il y a réversibilité de l'aimantation

2° $H_1 < H_a < H_s$, l'aimantation croît proportionnellement à l'accroissement du champ :

$$M_r = \mu^* K (H_a - H_1)$$

3° $H_a > H_s$, il y a saturation,

$M^*_r = M_r$ et reste parallèle à H_a

La forme de ces relations se rattache directement aux courbes d'aimantation observées et dont la figure 2 donne la forme générale. Le champ H_1 correspond vraisemblablement au champ H_1 des théories

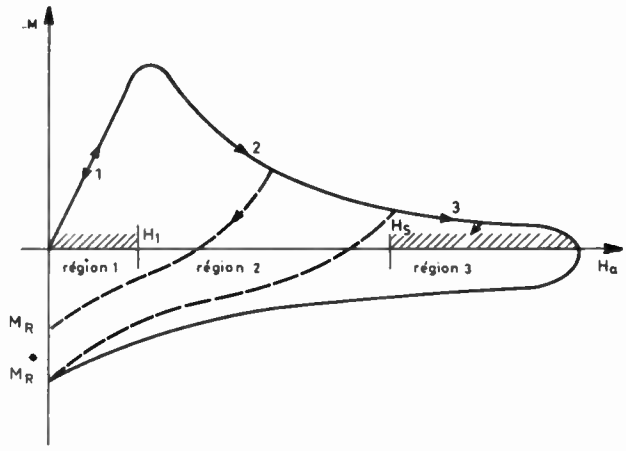


Fig. 2. — Courbe d'aimantation des matériaux supraconducteur durs à forte densité de courant.

de l'état mixte d'Abrikosov [18] et de Goodman [19]. Cependant la signification physique de H_s n'est pas aussi claire ; des investigations plus poussées seraient nécessaires pour mieux le connaître. Nous sommes donc réduits, pour le moment, à considérer H_s comme un paramètre empirique de notre modèle.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs de ces différents paramètres pour le Nb - Zr et le Nb - Ti.

Tableau I

Paramètre d'aimantation des matériaux utilisés dans les bobinages supraconducteurs

Matériau	H_1 G	H_s G	M^*_r G
Nb - Zr	500	6 500	2 850
Nb - Ti	500	8 500	4 830

Nous avons fait, en outre, l'approximation complémentaire que le champ magnétisant H_a correspond en tout point de l'enroulement au champ solénoïdal non perturbé. Cette approximation est d'autant plus valable que l'aimantation instantanée est faible dès que l'intensité du courant (et corrolairement de H_a) est notable et que le facteur de remplissage de l'enroulement est faible (20 à 40 %).

Le calcul pratique qui nécessite la connaissance de H_a en tout point à l'intérieur de l'enroulement a été fait sur ordinateur électronique. Nous avons développé différents programmes de calcul qui sortent directement la courbe de champ résiduel à partir de la géométrie et de l'intentisé maximale du courant.

Un calcul rapide de la courbe de champ résiduel peut être effectué en supposant M_r constant et parallèle à l'axe, on a alors :

$$B_r = \frac{\lambda}{2} M_r(\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2 + \cos\varphi_3 - \cos\varphi_4) \qquad (5)$$

B_r est alors le champ dû à deux feuillets de courant de

polarités inverses, placés respectivement à la partie interne et à la partie externe de l'enroulement.

Ce modèle proposé par MONTGOMERY [20] donne des résultats assez voisins de ceux de notre modèle pour des bobines longues car le champ solénoïdal à l'intérieur de l'enroulement est sensiblement parallèle à l'axe, sauf aux extrémités.

2.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX ET APPLICATIONS

Nous avons mesuré la variation du champ résiduel pour toute une série de bobines de formes et de compositions différentes (fil, câbles en Nb - Zr et Nb - Ti). Une photographie de notre appareillage est donnée dans la figure 3.

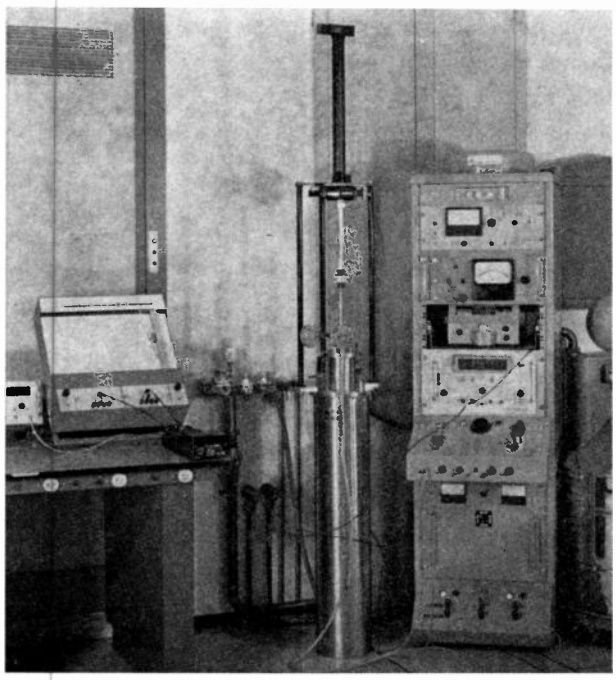


FIG. 3. — Vue de l'appareillage de mesure du champ résiduel des bobinages supraconducteurs.

La figure 4 représente le champ résiduel pour un solénoïde en niobium - zirconium de 18 mm de diamètre intérieur ($\alpha = 6{,}0$; $\beta = 4{,}0$ et $\lambda = 0{,}31$).

Nous avons marqué les points expérimentaux et tracé les courbes théoriques d'après notre modèle et d'après le modèle à M_r constant et parallèle à l'axe. On remarque le bon accord entre notre courbe théorique et les points expérimentaux. Cet accord reste toujours remarquable quelle que soit la géométrie de la bobine, à condition toutefois que la polarité du courant d'excitation de la bobine n'ait pas été inversée et que la bobine n'ait pas subi de blocage.

L'un des résultats intéressants de cette étude a été de démontrer la possibilité d'amener un bobinage supraconducteur dans un état d'aimantation bien déterminé en le magnétisant par un courant suffisamment intense. Conséquemment une partie notable de l'enroulement se trouve aimantée à saturation. On peut alors tenir compte de cet état bien défini pour le calcul du bobinage à champ très homogène.

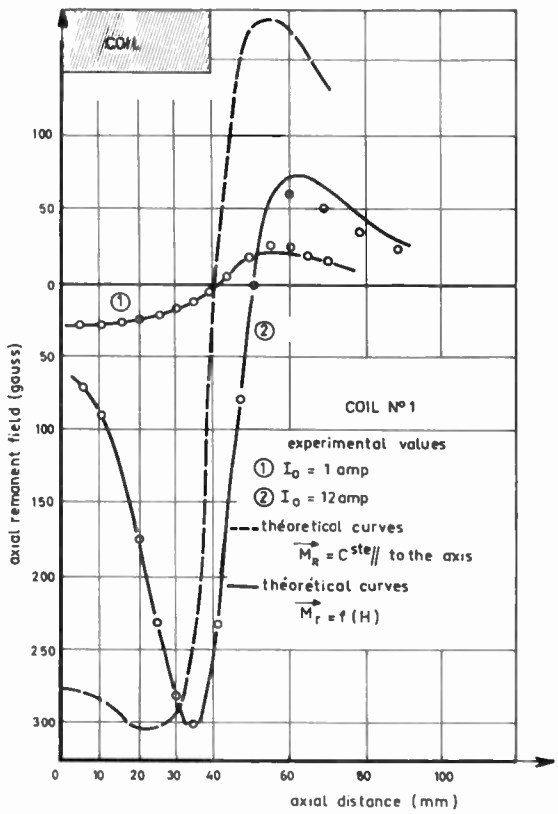


FIG. 4. — Variation du champ résiduel d'un solénoïde après différents processus de mise sous champ.

Nous avons représenté sur la figure 5 la courbe du champ résiduel pour un solénoïde de 65,5 mm de diamètre en niobium - zirconium et en niobium - titane ($\alpha = 2{,}17$; $\beta = 5{,}16$ et $\lambda = 40$ %) semblable à celui de M. SAUZADE [1].

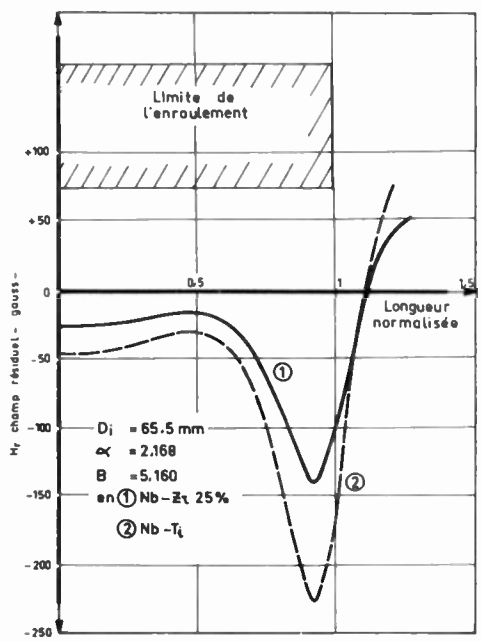


FIG. 5. — Courbes du champ résiduel dans un solénoïde à très grande homogénéité de champ. Matériaux considérés Nb - Zr et Nb - Ti.

On remarque la forme de courbes du champ résiduel, caractérisée par une région à B_r quasi constante au centre du bobinage et un pic près de ses extrémités. Si l'on admet que ce champ résiduel se superpose au champ solénoïdal, l'homogénéité résiduelle dans 1 cm^3 serait supérieure, respectivement à 5 et 6.10^{-6}, à 10 000 G pour du niobium - zirconium et pour du niobium - titane. En fait, les valeurs ci-dessus seraient améliorées très notablement, à champ plus intense, du fait de la diminution en valeur absolue de M_r.

Ces résultats laissent espérer que l'hystérésis des supraconducteurs ne constitue pas une limite rédhibitoire à l'homogénéité de champ réalisable par les bobinages supraconducteurs.

3. Réalisation et mise en œuvre des bobinages en câbles

3.1. Description

Les principales caractéristiques de quelques-uns des bobinages en câbles réalisés dans notre laboratoire sont indiquées dans le tableau 2. Ces bobinages utilisent de 2 à 4 kg de Nb - Zr sous forme de câble toronné de 7 fils de 0,25 mm de diamètre. Le champ magnétique produit varie de 2 à 6,1 teslas dans des diamètres compris entre 18 et 108 mm. L'énergie magnétique atteint 10 kJ pour les plus gros de ces solénoïdes. La figure 6 est une photographie de la bobine n° 3 dans laquelle se trouve insérée la bobine n° 5 afin de procéder aux mesures de ses caractéristiques I-B.

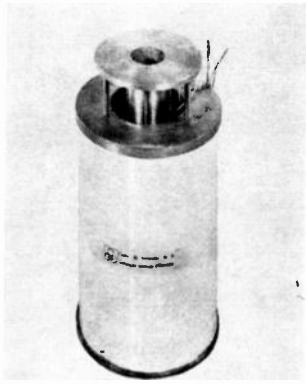


FIG. 6. — Photographie de 2 bobines supraconductrices en câbles :
— Bobine externe n° 3 : diamètre 77 mm - B 4 teslas
— Bobine externe n° 5 : diamètre 40 mm - B 6,12 teslas.

3.2. Réalisation des enroulements

Tous les enroulements ont été réalisés à spires jointives. Nous avons constaté que la régularité de l'arrangement des spires pouvait être rigoureusement maintenue dans tout le bobinage. Cela laisse espérer la réalisation d'enroulements ayant la précision désirée pour obtenir des champs très homogènes.

3.3. Connexions

Ce problème, du fait des fortes intensités de courant mises en jeu, devient crucial pour les câbles. D'une manière systématique, nous avons utilisé avec succès des connexions mécaniques où les différents brins du câble sont serrés contre l'extrémité de la descente de courant.

3.4. Descente de courant

Ce problème, qui est corollaire à celui des connexions, joue un rôle très important dans la consommation d'hélium liquide. Pour les très gros bobinages qu'il conviendra d'alimenter en courant très intense, la solution idéale et, sans doute, quasi obligatoire sera de placer le générateur de courant dans l'enceinte cryogénique. Dès maintenant, les pompes à flux [21] ou des dynamos spécialement conçues [22] semblent très intéressantes à cet égard.

Une solution plus immédiate consiste à utiliser des descentes de courant amovibles, ce qui limite la durée des pertes d'hélium à celle où l'on modifie le champ magnétique. A champ constant, les descentes de courant sont retirées du cryostat et le champ reste piégé à l'aide d'un bouclage du circuit supraconducteur par un interrupteur thermique.

Les études que nous avons effectuées sur des descentes fixes montrent cependant qu'il est possible de dimensionner les descentes de telle manière que la consommation globale d'hélium liquide soit minimisée. Il convient, notamment, d'accroître au maximum le rapport de périmètre mouillé à la section droite de la connexion, pour utiliser au mieux l'enthalpie de l'hélium [23] gazeux qui s'échappe du bain cryogénique.

4. Performances des bobinages en câbles

4.1. Densités de courant admissibles

La figure 7 représente la variation de la densité de courant en fonction de l'induction pour, respectivement, un échantillon court de fil, des bobines en câbles et des bobines en fils.

L'un des faits essentiels qui ressort de cette figure est un accroissement important de la densité de courant admissible en passant des bobines en fils à celles en câbles. Ce gain, en-dessous de 5,5 teslas, peut être estimé supérieur à 40 %. La densité de courant atteint alors 600 A/mm^2.

4.2. Effet de dégradation

Cet effet, qui se caractérise par une diminution de la densité de courant entre échantillon court et bobinages, se manifeste ostensiblement pour du câble, au-dessous de 5,5 teslas. Cependant, l'effet est plus faible que pour des bobines en fils [24].

L'atténuation de l'effet de dégradation observé en passant des fils aux câbles peut être expliquée par la

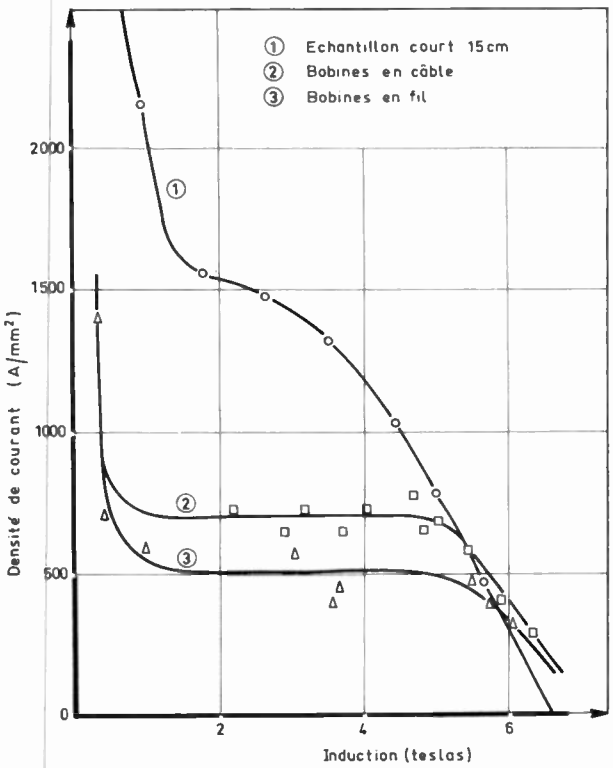


FIG. 7. — Variation comparée de la densité de courant pour des bobines en câble et, en fil et pour un échantillon court. Matériau : Nb - Zr 25 %.

très faible probabilité que des sauts de flux qui déclenchent la perte de l'état supraconducteur [25] se produisent simultanément au même point dans les sept brins du câble. C'est seulement lorsque les sauts de flux deviennent suffisamment importants, pour B plus faible, qu'ils déclenchent la perte prématurée de l'état supraconducteur.

En outre, si l'on considère que les sauts de flux dans les bobinages peuvent avoir notamment pour origine un déplacement des spires de l'enroulement du fait des contraintes électro-magnétiques, il en résulte que la solidité mécanique du câble lui donne un avantage marqué sur le fil.

Enfin, nos investigations sur les bobines en câbles ont montré que l'effet de dégradation est peu sensible à la taille ou à la forme des bobines et au fait qu'elles soient couplées en paires. C'est un avantage pratique intéressant sur les bobines en fils.

4.3. Effet d'accommodation ou bien de « training » [26]

Cet effet se manifeste par l'augmentation progressive de l'intensité maximale lors de la mise en service des bobinages. Cette opération peut être très longue et fort dispendieuse en hélium liquide pour certains bobinages en fils de grande taille. Il s'est avéré que les bobinages en câble présentent un training notablement plus faible que les bobines correspondantes en fil. Ainsi nous avons observé, pour les bobinages en câble, un effet d'accommodation caractérisé par une augmentation d'intensité du courant de l'ordre de 10 %. Il a été au maximum de 20 % sur certains bobinages.

L'amélioration de l'effet d'accommodation est, sans nul doute, liée aux mêmes phénomènes physiques que l'effet de dégradation. La rigidité mécanique du câble est vraisemblablement un facteur très important de cette amélioration.

4.4. Blocage et protection

Nous rappelons la définition du blocage que nous avons donnée précédemment [24] : l'ensemble des phénoménes liés à la perte de l'état supraconducteur dans un bobinage parcouru par un courant.

La région normale du bobinage se développe à partir d'un point de nucléation par diffusion thermique. La vitesse de propagation de la région normale peut être caractérisée par une constante de temps τ_B qui est définie par la pente maximale de décroissance du courant :

$$\tau_B = I_0/(\mathrm{d}I/\mathrm{d}t)_{max}$$

Cette constante de temps peut être calculée théoriquement [26] [27].

Nous avons étudié le blocage dans plusieurs bobinages en câble. La figure 8 représente un oscillogramme

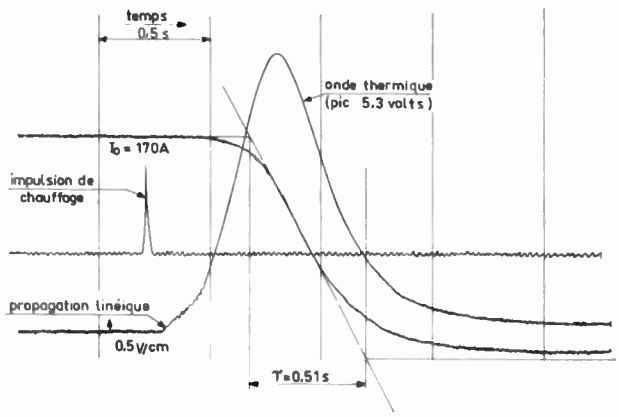


FIG. 8. — Oscillogramme d'un blocage dans une bobine en câble : — Bobine de diamètre 18 mm et B : 5 teslas.

d'un blocage provoqué par une impulsion thermique à l'aide d'une petite résistance de chauffage placée sur l'une des extrémités de la bobine n° 1. On remarque notamment la décroissance du courant qui est caractérisé par τ_B = 0,51 s, ainsi que l'onde de surtension interne dont l'amplitude est 5,3 V.

La figure 9 montre la variation de τ_B en fonction de l'intensité initiale I_0 pour des bobinages en câbles et en fil cuivré et non cuivré. Ces courbes font ressortir l'accroissement notable de la constante de temps obtenu par l'utilisation de câble. Si l'on considère que les tensions internes, inhérentes au blocage, sont proportionnelles à $(I_0\ \tau_B)^{-1}$, on réalise immédiatement l'avantage des bobines en câbles sur celles en fils.

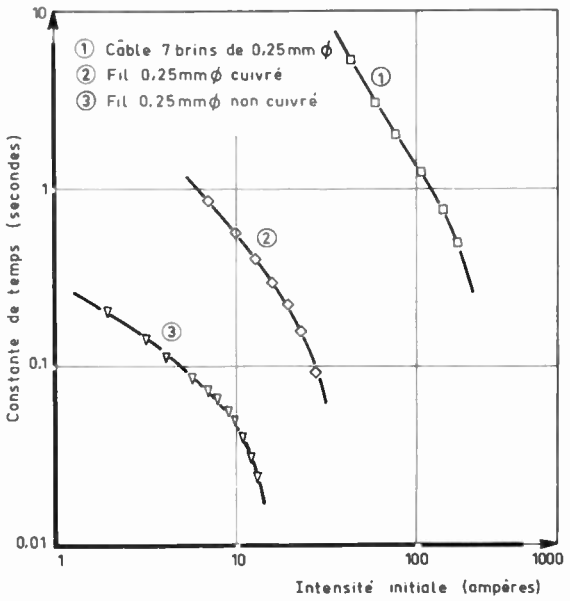


FIG. 9. — Variation comparée de la constante de temps caractéristique de la durée du blocage pour des bobines supraconductrices en Nb - Zr sous forme de fil cuivré et de fil non cuivré et de câble 7 brins.

Par conséquence, les risques d'amorçage d'arc à l'intérieur de l'enroulement sont très faibles pour les bobines en câbles.

L'accroissement de τ_B, lié à la diminution de l'inductance ($\approx N_B^{-2}$, N_B est le nombre de brins du câble), permet d'envisager la protection des bobines en câble par la méthode de décharge rapide [24].

La surtension engendrée à la décharge reste acceptable alors qu'elle atteint des valeurs prohibitives pour des bobines en fils. Les autres méthodes de protection [24] : circuit secondaire et résistances distribuées, restent également applicables pour les bobinages en câble.

TABLEAU II

Caractéristiques et performances de bobinages en câbles.

Caractéristiques et performances	N° du bobinage				
	1	2	3	4	5
Diamètre intérieur mm	18	108	77	19	40
α	6,46	1,24	1,70	5,02	1,77
β	4,65	2,03	2,84	4,47	5,05
Poids de Nb - Zr kg	1,69	2,04	3,73	1,75	1,75
Const. Magn. T./A	0,0326	0,0096	0,0206	0,0419	0,0206
Inductance H	0,181	0,173	0,525	0,211	0,135
Induction T	5,62	2,10	4,0	6,12	5,15
Energie J	2740	4070	9880	2250	4219

5. Conclusion

Cette étude montre que l'utilisation de câbles multibrins pour la réalisation de bobinages supraconducteurs très homogènes est non seulement possible du point de vue homogénité mais très intéressante du point de vue performances. La robustesse des bobinages en câble et leur souplesse d'emploi sont bien meilleures que celles des bobinages en fil.

Nous pensons que l'utilisation de câbles supraconducteurs constitue une étape importante dans le développement des bobinages supraconducteurs et de leur transformation d'appareils de laboratoires délicats en outils de recherches éprouvés.

La résonance magnétique sous champ intense devrait être l'une des premières bénéficiaires de cette évolution.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SAUZADE M., PONTHAU J. et GIRARD B. — *C.R. de l'Académie des Sciences* 258, 5, p. 4458, 8 mai 1964. SAUZADE M. — S.F.E.R. Conférence du 24 mars 1965 : Production de champs magnétiques homogènes et intenses à l'aide de bobines supraconductrices. Application à la résonance nucléaire.

[2] NELSON F.A. and WEAVER M.E. — *Science*, **146**, 3641, p. 223, oct. 1964.

[3] GIRARD B. et SAUZADE M. — *Nuclear Instruments and Methods*, **25**, 269 (1964).

[4] *Physics Today*, 112, April 1964.

[5] NORTH G.R. — « Some Parameters of Lumped Solenoids » (Oak Ridge ORNL, 2975).

[6] MONTGOMERY D.B. et TERRELL J. — National Magnet Lab. M.I.T. Report AFOSR, 1525, nov. 1961.

[7] BLAUGHER R.D. — Conf. on The Physics of type II Superconductor, Cleveland, août 1964.

[8] BEAN C.P. and SCHMITT R.W. — *Science* 140, 26, April 1963.

[9] DIETRICH I. and WEYL R. — *Physics Letters*, **13**, 4, p. 274, 15 December 1964.

[10] KUNZLER J.E. — *Review of Modern Physics*, **33**, 501 (1961)

[11] SAINT-JAMES D. et De GENNES P.G. — *Physics Letters*, **7**, 306 (1963).

[12] ANDERSON P.W. — *Phys. Rev. Letters*, **9**, 309, (1962).

[13] JACROT, CRIBIER, RAO, FARNOUX et VIVET. — Colloque sur « La Physique aux Très Basses Températures » Caen 11-13 février 1965.

[14] FIETZ W.A., BEASLEAY M.R., SILCOX J. and WEBB W.W. *Phys. Review*, **136**, 2 A, p. A 335, oct. 1964.

[15] SAUZADE M. — Faculté des Sciences d'Orsay. Rapport de stage au National Magnet Laboratory. M.I.T, août 1964.

[16] DONADIEU L. et LEROUX P. — Cryogenic Engineering Conference, Paper B-8, Philadelphia USA. August 1964.

[17] DONADIEU L. — Colloque D.G.R.S.T. sur les Supraconducteurs de 2e Espèce, Paris, avril 1964.

[18] ABRIKOSOV A.A., Zh. EKSPERIM i Teor. Fiz 32, 1422 (1957). *Soviet Phys. JETP* **5**, 1174, 1957.

[19] GOODMAN B.B. — I.B.M. *Journal of Research*, 6, 1, 63 (1962).

[20] MONTGOMERY D.B. — National Magnet Lab. M.I.T. Report AFOSR 3015, July 1962.

[21] Van Beelen H., Miss Arnold A.J.P.T., Syphens M.A., Bryn Duboter R. de, Bechakler J.J. and Taunes K.W. *Physics Letters*, 7, 3, p. 175, nov. 1963.

[22] Blaisse, B.S. Kickert O. Bots C.J.C. Slipman L.A. — *Physics Letters*, **14**, 1, p. 5, 1965.

[23] Fournet G. et Mailfert A. — *C.R. Acad. des Sciences*, t. 258, p. 103, janvier 1964.

[24] Donadieu L. — *Bulletin S.F.E.*, **58**, 5, p. 633, oct. 1964.

[25] Riemersma H. Hulm J.K. and Chandraseckhar B.S. — « Flux Jumping and Degradation in Superconducting Solenoids ». *Sci. Paper*, 63, 128, 280, R4. Westinghouse Res. Lab.

[26] Donadieu L. — *Bulletin S.F.E.*, **58**, 5, p. 644, oct. 1964.

[27] Steckly J.J. — Research. Rep. 135. Avco Everett Mass. May 1962.

OBSERVATION TERRESTRE PAR TÉLÉVISION SATELLISÉE *

PAR

A. CAZALAS

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur en Chef de la Compagnie des Compteurs

1. Introduction

L'installation d'équipements de télévision à bord de satellites offre des possibilités extrêmement intéressantes, illustrées par des photographies transmises par les SATELLITES TIROS & NIMBUS (fig. 1 et 2).

Les problèmes posés par la réalisation de ces satellites et leurs solutions ne présentent pas moins d'attrait pour tous ceux qui s'intéressent à la télévision. Le but de cette conférence est de les examiner rapidement en se limitant à ceux posés par l'observation terrestre.

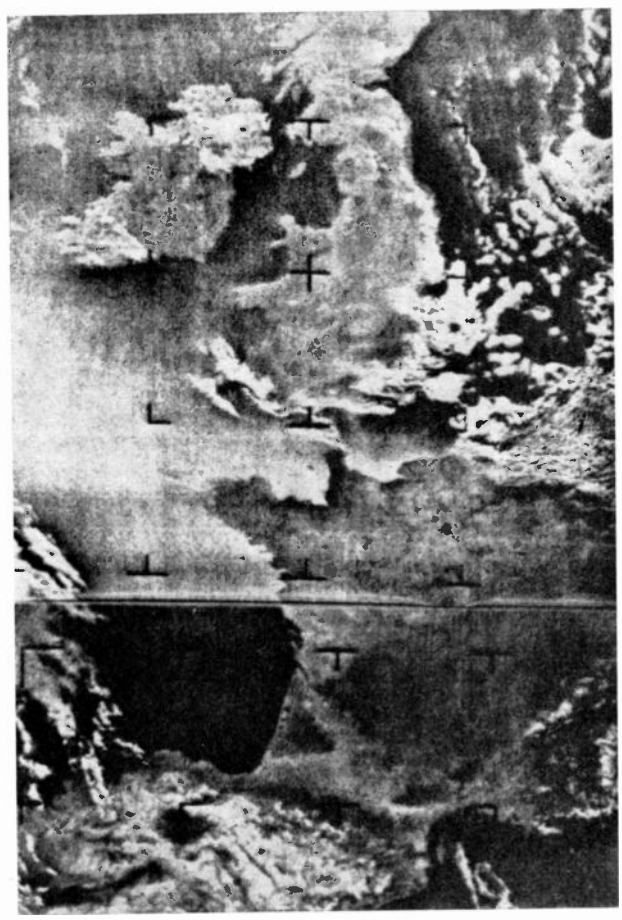


FIG. 1. — (à gauche). Image transmise par TIROS.

FIG. 2. — (ci-dessus). Image transmise par NIMBUS.

* Conférence prononcée le 8 février 1965 à une réunion de la 8e section de la SFER.

2. Mise sur orbite

La mise sur orbite du satellite et son orientation initiale sont assurées par une fusée. Sans s'étendre sur ce sujet, on admettra que l'on dispose d'une fusée capable d'assurer cette mission.

Il est cependant intéressant de voir comment le choix d'une orbite est lié aux divers autres problèmes. Cet examen sera fait dans le cas particulier des TIROS. Ces satellites, dont la masse est de 135 kg, ont été placée sur une orbite circulaire à l'altitude de 720 km par des fusées THOR-DELTA [1]. Le plan de l'orbite était incliné de 48° sur l'équateur, en profitant de la vitesse de rotation de la terre pour faciliter le lancement. Une altitude plus élevée et une inclinaison plus grande de l'orbite pourront être réalisées grâce à une augmentation de puissance de la fusée. On obtiendra ainsi une augmentation de la surface observée de la terre [2], [3].

A l'altitude de 700 km, la période de parcours de l'orbite est de 100 mn et correspond à une rotation de la terre de 25°. Pour observer toute la surface comprise entre deux orbites successives, les caméras ont été munies d'objectifs ayant un champ de 104°.

Lorsque l'axe de visée est vertical, l'inclinaison des rayons marginaux atteint 50° environ, ce qui produit une détérioration des qualités de l'image par suite de l'absorption et de la diffusion de la lumière par l'atmosphère terrestre. On constate aussi une faible distorsion géométrique de l'image.

Ces deux défauts sont considérablement augmentés lorsque l'axe de visée fait un angle notable avec la verticale (fig. 3). Il est alors nécessaire de corriger les distorsions géométriques pour rendre les images utilisables. Cela a été réalisé soit par voie optique [4], soit par une calculatrice électronique [5]. L'emploi de ce dernier système comporte la centralisation des documents originaux et leur rediffusion après correction (fig. 4, 5, 6).

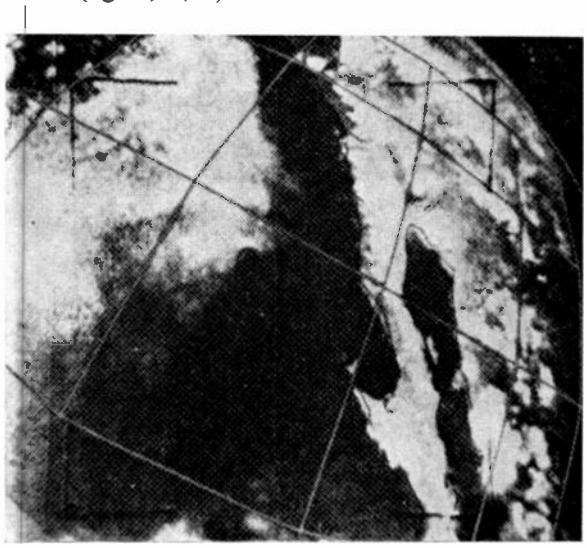
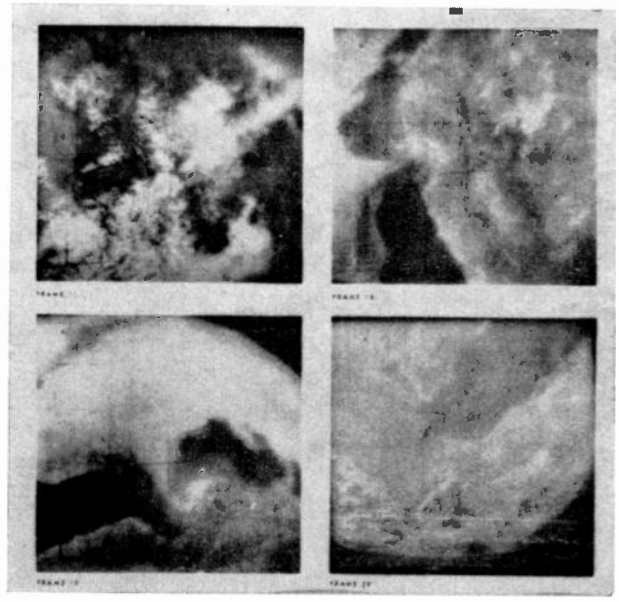


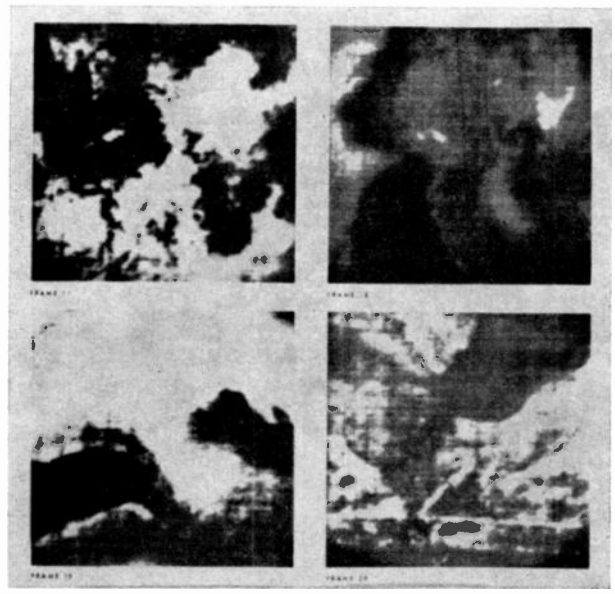
FIG. 3. — (ci-dessus). Déformation de l'image par inclinaison de l'axe de visée.

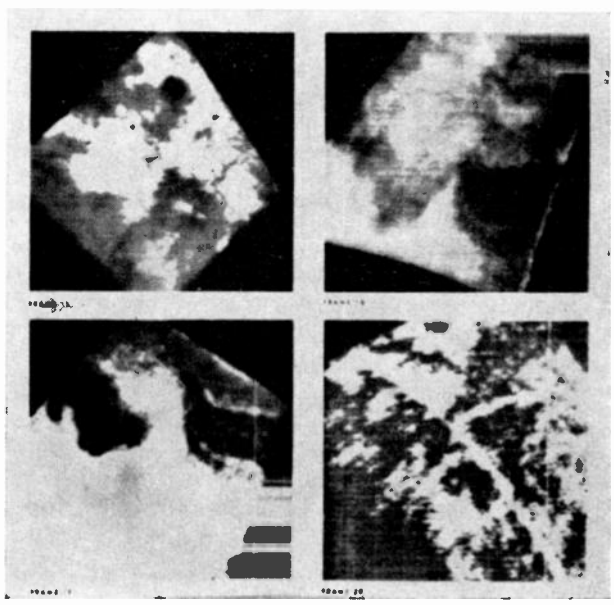
FIG. 4. — (en haut, à droite). Clichés originaux.

FIG. 5. — (au centre). Modification des images par quantification des demi-teintes.

FIG. 6. — (en bas, à droite). Images corrigées.







3. Orientation du satellite sur la trajectoire

Le paragraphe précédent indique l'importance de l'orientation du satellite sur sa trajectoire. Trois phénomènes ont été utilisés dans ce but :

— l'effet gyroscopique, l'axe de rotation restant fixe dans l'espace,

— l'émission de jets gazeux,

— l'action du champ de gravité terrestre.

L'effet gyroscopique a été utilisé dans la réalisation du programme des TIROS, suivant deux méthodes :

— Dans la première [6], l'axe de rotation est contenu dans le plan de l'orbite (fig. 7*a*) et l'axe de visée est parallèle à cet axe. La vitesse de rotation du satellite qui est de l'ordre de 125 tr/mn [7] au moment de sa séparation de la fusée, est réduite à 12 tr/mn par la séparation de masses s'écartant du satellite sous l'effet de la force centrifuge.

De petites fusées auxiliaires rétablissent la vitesse de rotation de 12 tr/mn, lorsqu'elle a été réduite à 8 tr/mn par suite de l'action de freinage du champ magnétique terrestre. Le même résultat peut être obtenu par action d'une bobine jouant le rôle d'un moteur synchrone [8].

— Suivant un procédé récent [7] [8], l'axe de rotation

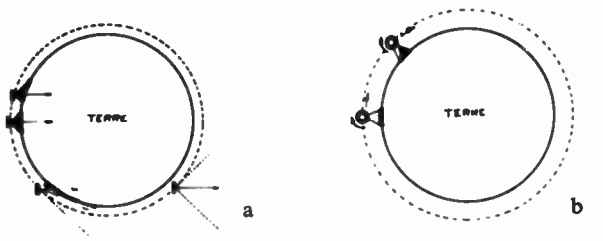


FIG. 7. — Orientation du satellite par effet gyroscopique.
a. Visée axiale. L'axe de visée n'est vertical qu'en un point de l'orbite.
b. Visée radiale. L'axe de visée est vertical.

du satellite est perpendiculaire au plan de l'orbite (fig. 7*b*) et l'axe de visée est radial c'est-à-dire perpendiculaire à l'axe. Les signaux d'un viseur d'horizon à infrarouge déclanchent la prise de vue au moment où l'axe de visée est vertical.

Comme dans les modèles précédents, la vitesse de rotation du satellite est comprise entre 8 et 12 tr/mn, de sorte que la caméra passe en position de prise de vue toutes les six secondes environ. La durée d'ouverture de l'obturateur est de $1{,}5 \cdot 10^{-3}$ s comme dans les caméras à visée axiale.

Dans les satellites NIMBUS, l'orientation est obtenue par *émission de jets gazeux*. L'axe de visée de la caméra reste vertical ; de plus, l'orientation du satellite autour de cet axe reste fixe. Il en résulte que le mouvement du satellite par rapport à la surface du sol est approximativement une translation à une vitesse légèrement plus faible que celle du satellite sur sa trajectoire (fig. 8 et 9).

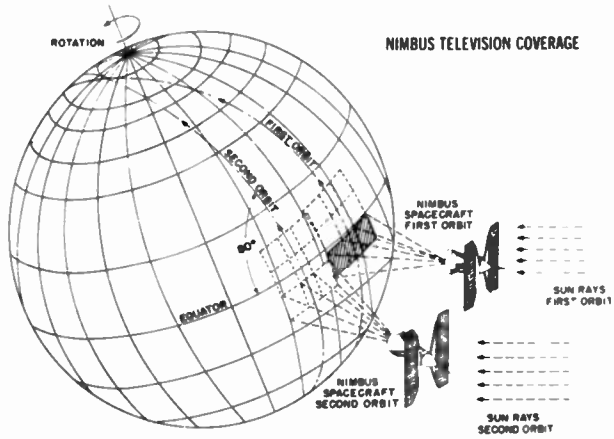


FIG. 8. — Orientation des NIMBUS sur leur trajectoire.

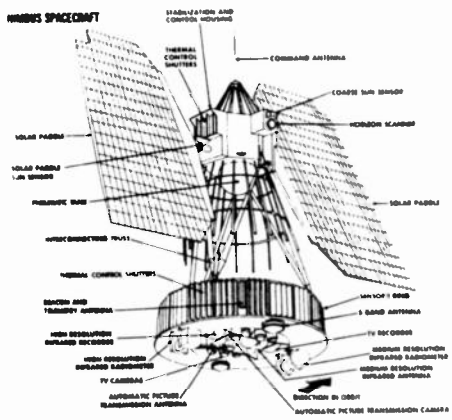


FIG. 9. — Satellite NIMBUS.

Une troisième méthode d'orientation utilise le gradient du *champ de gravitation terrestre* [9] [10], qui tend à orienter un corps de sorte que son axe de plus grande inertie soit parallèle ou perpendiculaire au champ de la pesanteur. Il suffit de créer un couplage visqueux entre deux ou plusieurs systèmes pour que l'ensemble tende vers une position d'équilibre stable (fig. 10 et 11).

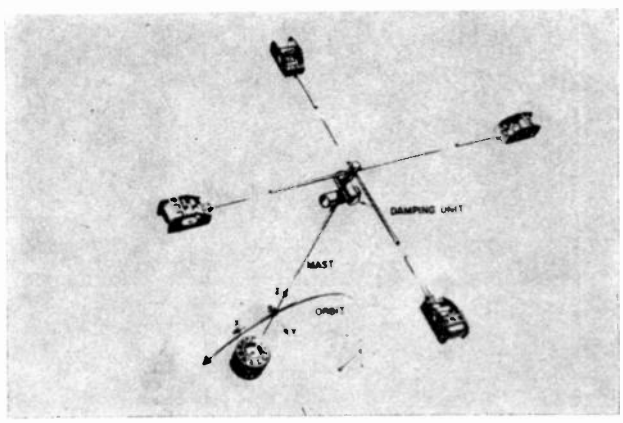


FIG. 10. — Système orienté par gravité.

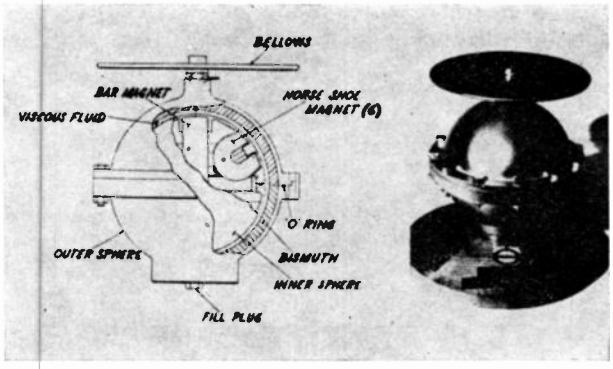


FIG. 11. — Système orienté par gravité et champ magnétique.

Dans le cadre d'un marché conclu avec le C.N.E.S., la COMPAGNIE des COMPTEURS a effectué dans ses laboratoires les études théoriques et pratiques d'un système d'orientation de satellite par gravité. La précision de l'orientation obtenue est comparable à celle des méthodes précédentes.

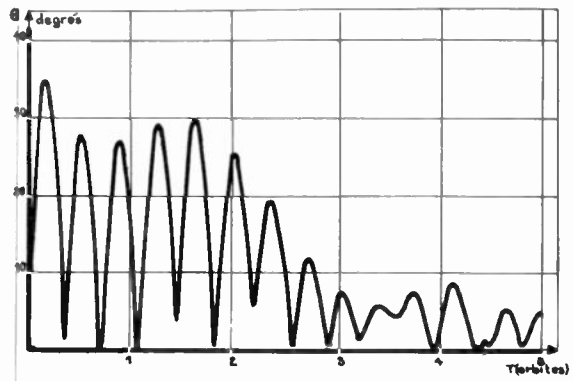


FIG. 12. — Précision obtenue dans l'orientation par gravité.

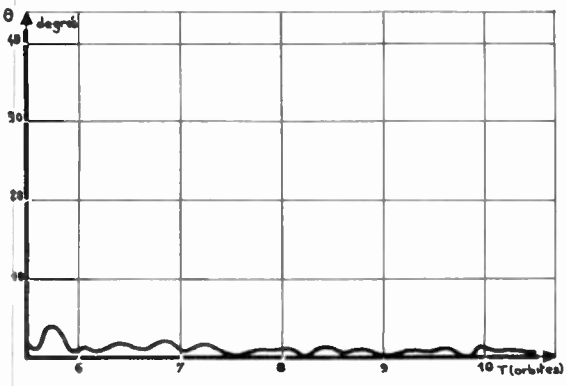


FIG. 13. — Angle de l'axe de visée avec la verticale.

L'emploi de ces systèmes semble particulièrement attrayant, par suite de leur faible poids et de leur consommation d'énergie nulle. De plus, ils n'exigent pas de viseur d'horizon à rayons infrarouges, ni de liaison radio bilatérale avec le sol.

4. Les systèmes de télévision

D'après l'altitude du satellite et la puissance de l'émetteur à bord, il est possible de déterminer la largeur de bande du signal que l'on peut transmettre du satellite à la terre ; elle est beaucoup plus faible que dans les systèmes habituels de télévision et, par exemple, de 62 kHz pour TIROS et 2 kHz pour NIMBUS.

La réduction de la largeur de bande du signal est obtenue simplement par réduction des fréquences de balayage suivant les caractéristiques ci-après :

Désignation	TIROS	NIMBUS
Type de balayage	Séquentiel	Séquentiel
Durée de l'image	2 s	200 s
Fréquence ligne	250 Hz	4 Hz
Nombre de lignes par image	500	800
Nombre de points par ligne	500	800
Largeur de bande vidéo fréquence	62 kHz	2 kHz
Suppression de ligne		10 %

Pour obtenir une bonne netteté de l'image, la photocathode est exposée aux rayons lumineux pendant une durée limitée à 1,5 ms pour TIROS [11] et 40 ms pour NIMBUS [12].

Dans ces conditions, compte tenu des vitesses de balayage, le signal fourni par le tube analyseur est faible et il est intéressant d'analyser son fonctionnement.

La cible du vidicon, préalablement chargée uniformément par le canon électronique, est partiellement déchargée par le flux lumineux qu'elle reçoit à travers l'objectif.

Cette perte de charge, variable d'un point à l'autre de l'image est compensée par le faisceau de balayage qui produit ainsi le signal d'image.

En réalité, par suite de la valeur limitée de la résistance d'obscurité de la cible, la différence de potentiel, entre un point éclairé et un point non éclairé de la cible, diminue régulièrement en fonction du temps. Par suite de ce phénomène, la durée d'exploration d'une image est limitée à 20 s environ avec les meilleurs vidicons actuellement disponibles (fig. 14).

D'autre part, la cible du vidicon peut être assimilée à un grand nombre de condensateurs portant les charges représentant l'image. Cette charge est déterminée et le courant de sortie est inversement proportionnel à la durée d'analyse. Par exemple, dans le cas de TIROS, il serait 50 fois plus faible que dans les conditions habituelles d'utilisation où la durée d'une image est de 0,04 s.

Heureusement, la diminution correspondante de la largeur de bande du signal permet une augmentation de la résistance de charge du tube analyseur et le maintien d'un niveau suffisant à l'entrée de l'amplificateur. On est toutefois arrêté dans cette voie par certaines limitations technologiques.

Compte tenu de ces différents paramètres et du but poursuivi, le choix du standard utilisé par les caméras de TIROS paraît un compromis acceptable entre les différentes possibilités signalées ci-dessus.

Dans les caméras des NIMBUS, les difficultés dues au courant d'obscurité du vidicon sont évitées en recouvrant la couche photoconductrice du tube analyseur par une mince couche de polystyrène dont la

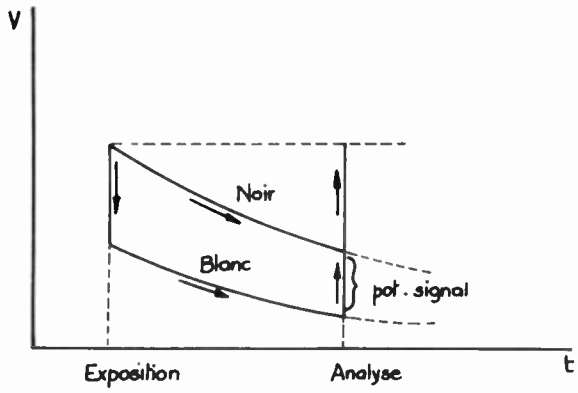


FIG. 14. — Variation du potentiel de la cible.

résistance est pratiquement infinie. Le relief de potentiel créé par la photoconductibilité du trisulfure d'antimoine est ensuite transféré sur la couche de polystyrène où il reste sans atténuation jusqu'au moment du passage du faisceau d'analyse.

D'autre part, en modulant le faisceau en impulsions plus courtes que le point d'image, on obtient un signal suffisamment fort qui est ensuite maintenu à une valeur constante pendant la durée du point d'image [12] [13].

A partir du signal ainsi obtenu, un amplificateur à faible largeur de bande fournit le signal vidéo destiné à l'émetteur.

En 1957, la COMPAGNIE des COMPTEURS a réalisé un système de télévision lente où les mêmes difficultés étaient apparues. La qualité des résultats obtenus à cette occasion, avec des moyens relativement simples, montre qu'il est intéressant de donner à ce sujet quelques détails qui n'ont pas été fournis dans les publications antérieures [14] [15].

Le vidicon employé est d'un type normal.

On évite les inconvénients de la décharge de la cible par le courant d'obscurité en limitant la durée de son utilisation à la période du balayage ligne. Le fonctionnement du tube, dont la photocathode est constamment éclairée, est le suivant :

Pendant le balayage d'une ligne, le spot d'analyse recouvre deux lignes successives de l'image, de sorte que chaque point est balayé deux fois consécutives, séparées par la durée d'une ligne et non par la durée d'une image. Lors de son premier passage, le spot trouve un potentiel voisin de celui de la plaque-signal et rétablit le potentiel de la cathode du canon électronique. Lors de son deuxième passage, le spot trouve un potentiel variable, fonction de l'éclairement. En rétablissant à nouveau le potentiel de la cathode, on obtient le signal d'image (fig. 15).

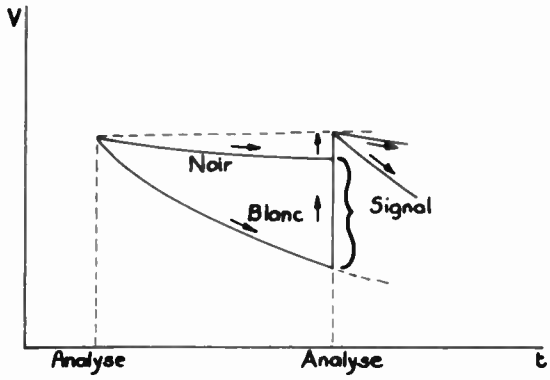


FIG. 15. — Variation du potentiel de la cible.

En ce qui concerne le potentiel disponible sur la cible, tout se passe comme si la durée de l'image avait été réduite à celle de la ligne. Grâce à ce procédé, le nombre d'échelons de demi-teintes, visible sur le sujet est conservé, à condition que la fréquence de balayage des lignes soit supérieure à 5 environ.

On remarque aussi que ce procédé d'analyse limite la durée de sensibilité de la photocathode à la période du balayage ligne. On a ainsi l'équivalent d'un obturateur optique qui limite les effets du déplacement de l'image optique sur la photocathode.

Dans le cas des TIROS, ce déplacement consiste principalement en une rotation que l'on compense par l'emploi d'un prisme de Wollaston, dont la rotation est liée à celle du satellite. Cette condition est relativement facile à satisfaire parce qu'il suffit que le déplacement soit négligeable pendant la durée d'un balayage ligne.

Lorsque le satellite est animé d'un mouvement de translation (cas des NIMBUS), ou d'une rotation perpendiculaire au plan de l'orbite (cas des TIROS, 2e système), le prisme de Wollaston est inutile et la stabilisation est obtenue simplement par rotation d'un miroir à 45° (fig. 16).

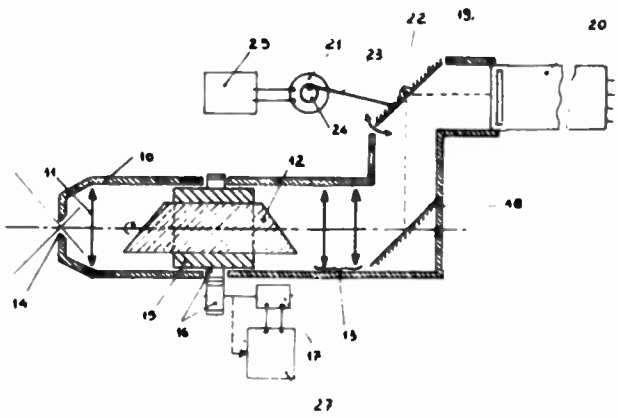


FIG. 16. — Stabilisation de l'image optique.

Ce mouvement serait d'ailleurs très faible dans le cas des NIMBUS.

Ayant ainsi traité les difficultés dues au fonctionnement du tube analyseur, il restait celles dues à l'amplificateur vidéo qui se présentait comme un amplificateur à courant continu à faible niveau d'entrée. La modulation du faisceau a permis de le remplacer par un amplificateur alternatif de réalisation moins délicate [14] (fig. 17).

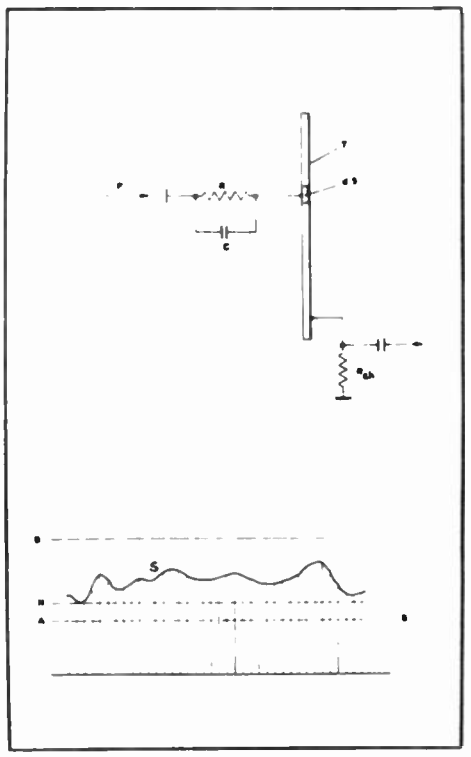


FIG. 17. — Amplification du signal d'image.

5. Enregistrement magnétique

La puissance rayonnée par l'émetteur du satellite est suffisante pour assurer une bonne réception s'il se trouve à 10° au-dessus de l'horizon de l'antenne de réception. Suivant l'altitude du satellite, l'inclinaison de l'orbite et la latitude du récepteur, on peut déterminer le nombre d'orbites successives où la réception directe du satellite est possible et la durée de la réception pour chacune d'elles. Pour NIMBUS, par exemple, on peut recevoir en France trois images successives sur deux orbites voisines.

Malgré l'étendue des surfaces ainsi observée, elles sont faibles par rapport à la surface totale terrestre, même si l'on augmente le nombre, forcément limité, des stations de réception. Il est donc indiqué de placer à bord du satellite un système de mise en mémoire du signal d'image qui, sur signal reçu du sol, fournira à l'émetteur le signal correspondant à des images prises en d'autres points de la terre.

Le système de prise de vue, de mémoire et de lecture, doit donc être commandé par un programme reçu antérieurement du sol, suivant les techniques utilisées dans les calculateurs arithmétiques.

Les satellites TIROS utilisent une mémoire à ruban magnétique [16] défilant à 125 cm/s pour un signal à 62 kHz de bande passante. Le signal est enregistré en modulation de fréquence. Le nombre d'images enregistrées est de 32 et sera porté à 48 (fig. 18 et 19).

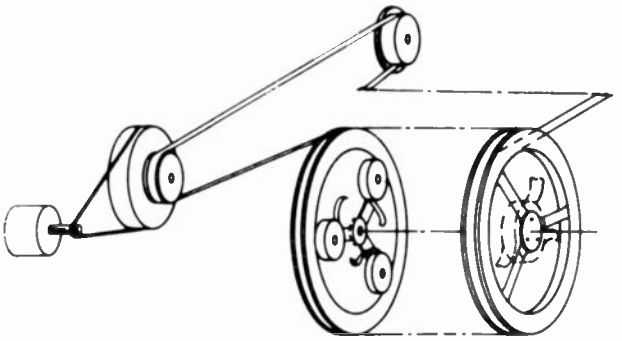


FIG. 18. — Enregistrement magnétique des images des satellites TIROS et NIMBUS.

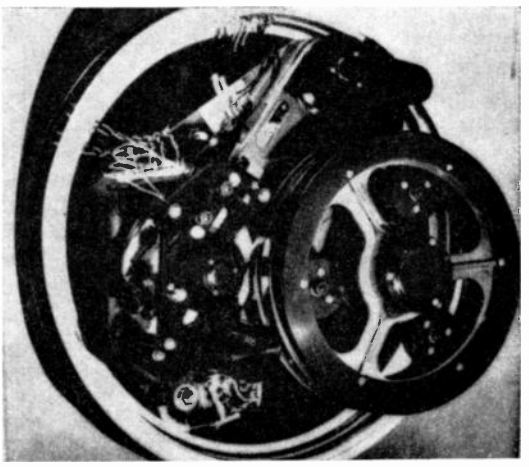


FIG. 19. — Enregistrement magnétique des images des satellites TIROS et NIMBUS.

Les possibilités de prise de vue des satellites NIMBUS sont beaucoup plus grandes que celles des TIROS et ont conduit à entreprendre l'étude de nouveaux systèmes d'enregistrement [17] [18]. Le premier utilisera un ruban magnétique, la vitesse de lecture 75 cm/s étant plus élevée que celle d'enregistrement 9 cm/s. Une longueur de ruban de 360 m permet une durée d'enregistrement de 4 000 s, soit 20 images environ (fig. 20).

Un autre système, en cours d'étude, utiliserait un ruban diélectrique enregistrant l'image sous forme de charges électriques créées par une couche photoconductrice, suivant le mécanisme du vidicon à couche de polystyrène.

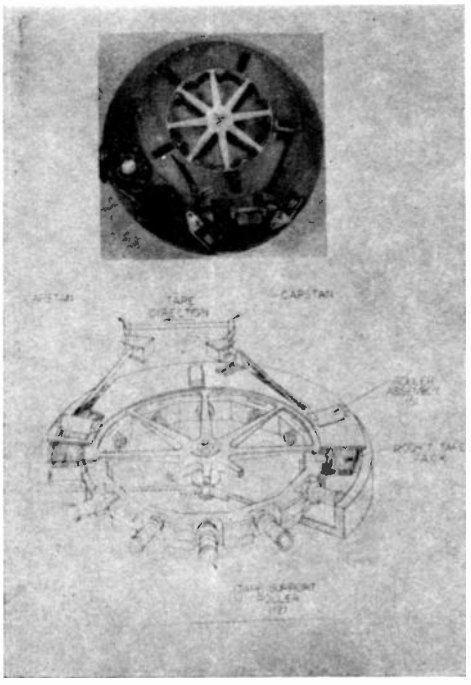


FIG. 20. — Projet d'enregistrement magnétique des images satellites NIMBUS.

6. Transmission du signal

La durée de vie d'un satellite étant relativement longue, de l'ordre de quelques mois, l'énergie qu'il consomme est fournie par le rayonnement solaire. L'équipement du satellite, en particulier l'émetteur radio, doit donc être conçu pour n'en consommer que le minimum indispensable.

Pour un récepteur situé au sol, l'atmosphère et l'espace constituent une source de signal radioélectrique parasite qui peut être définie comme une source à une température de 1 000 °K pour des fréquences comprises entre 30 et 10 000 MHz, si le site de la direction visée est supérieur à 10° [19, 20, 12].

Pour les altitudes prévues des TIROS et NIMBUS, les portées sont de 4 000 km environ, correspondant à des atténuations maximales de 147 dB. La puissance émise sur 136 MHz est de 2 W pour les TIROS et de 5 W pour les NIMBUS, ce qui est suffisant pour une antenne de réception ayant un gain de 10 dB et un récepteur ayant un bruit de 6 dB.

Le changement d'orientation des panneaux de cellules solaires influe sur le gain des antennes d'émission qui, pour cette raison, reste voisin de l'unité.

Toutefois, avec des satellites orientés par rapport à la verticale, on a envisagé d'utiliser un système d'antenne ayant un gain de 10 dB [9], ce qui pourrait présenter de l'intérêt pour des satellites ayant des altitudes plus élevées.

7. Simulateurs d'espace

La réalisation d'un satellite comporte nécessairement la vérification de son fonctionnement dans des conditions aussi voisines que possible de celles qu'il rencontrera dans l'espace.

En plus des essais classiques représentant les conditions de température, d'humidité, d'accélération, de vibration et choc, il faut vérifier le comportement du satellite sous un vide poussé, de l'ordre de 10^{-9} torr, dans un volume maintenu à la température de 4 °K et sous un flux de rayonnement lumineux à 6 500 °K transportant 1 400 W/m².

Quelques renseignements ont été publiés à ce sujet [21].

Dans une réalisation de la SEAVOM, société filiale de la C. des C., destinée au C.N.E.S., un vide de 10^{-8} torr est obtenu par deux pompes à diffusion à vapeur d'huile de 40 m³/s de débit (*).

Deux groupes de pompes ROOTS de 6 000, 2 000 et 500 m³/h assurent le vide primaire.

Les parois de la chambre d'essai sont recouvertes intérieurement d'une feuille double en acier inoxydable formant une canalisation parcourue par un gaz chaud pour le pompage ou de l'azote liquide assurant une température de paroi de — 180 °C.

Le rayonnement solaire est simulé par un groupe de sept lampes à arc de xénon fournissant un flux de 1 400 W/m² (fig. 21).

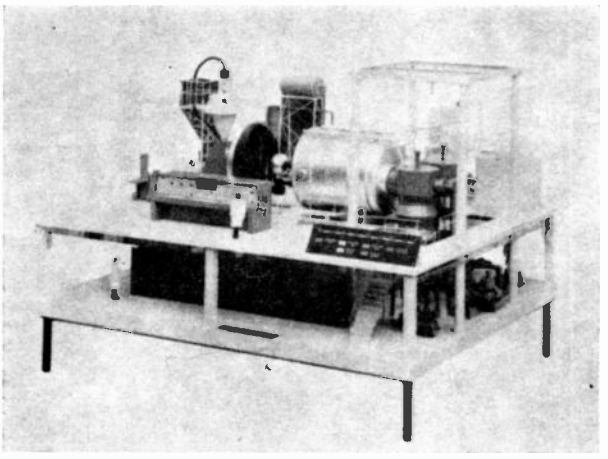


FIG. 21. — Simulateur d'espace (maquette).

8. Conclusion

En passant en revue les solutions apportées aux différents problèmes posés par la réalisation d'un système de télévision satellisée, l'auteur pense avoir montré leur grand intérêt pour le perfectionnement des diverses techniques utilisées. Les résultats obtenus et les possibilités offertes justifient que les travaux soient poursuivis dans les différentes techniques mises en jeu.

Les quelques nouvelles solutions suggérées dans l'exposé rendent souhaitable que les spécialistes européens puissent collaborer avec leurs collègues des USA dans un domaine aussi attrayant.

(*) Voir dans ce n° à la rubrique " Informations " le paragraphe intitulé " Le Simulateur d'ambiance spatiale de Brétigny ".

BIBLIOGRAPHIE

[1] PRESS Harry and MICHAELS Jackson V. — Nimbus Spacecraft development. *Astronautics and Aerospace Engineering*. April 63, p. 45.

[2] *Aviation week and Space Technology*, Feb. 10, 1964, p. 27.

[3] GLASER A.H. and CHRISTIANSSEN F.E. — TOSS : Tiros Operational Satellite Systems. *Astronautics and Aerospace Engineering*, April 63, p. 63.

[4] CONOVER John H. — The interpretation of Cloud Pictures from the TIROS Meteorological Satellites. *II SMPTE* vol. 71, p. 21, jan. 1962.

[5] MACH R.E. and GARDNER T.L. — The rectification of satellite photography by digital technique. *I.B.M. Journal*, July 1962, p. 290.

[6] PERKEL H. — TIROS I. Spin Stabilization. *Astronautics*. June 1960, t. 5, n° 6, p. 38.

[7] COWAN Leslie W., HUBBARD Samuel H., SINGER Fred S. — Direct readout weather satellites. *Astronautics and Aerospace Engineering*, vol. 1, n° 3, p. 61, April 1963.

[8] STEIN Kenneth J. — (Abe SCHNAPF). Avionics changes in TIROS wheel. *Aviation week and Space technology*. Aug. 3 1964, p. 45.

[9] WEST J.W. — A passive gravitational attitude control system for communication satellites. 14e Congrès International d'Astronautique, Paris. Septembre 1963.

[10] Gravity Gradient device Orients Satellite. *Aviation week and Space Technology*. Feb. 1964, p. 57.

[11] HARPER Marvin H. — Optical Instrumentation for TIROS *Applied Optics*. March 62, vol. 1, n° 2, p. 139.

[12] STAMPFL Rudolf A. and William STROND G. — The automatic picture transmission T.V. camera system for meteorological satellites. *N.A.S.A. Technical note* D. 1915.

[13] CARPENTER Marshall M. — Brevet U.S., n° 2.892.027. du 23 juin 1959.

[14] GRIENGL. — Br. Fr. n° 1.184.065, du 8/10/57.

[15] CAZALAS A. et PICOT B. — Image de télévision lente transmise sur une liaison téléphonique ou radiotéléphonique *C.R. Ac. Sc.* 2 mai 1960.

[16] ZENEL Joseph A. — Narrow-Bandwith videotape recorder used in TIROS satellite.

[17] SCHNEEBAUM M.I. and STAMPFL R.A. — Data Storage for Meteorological satellites. *Astronautics and Aerospace Engineering*, vol. 1, n° 3, April 63, p. 48.

[18] HUTTER E.C., INSLEE J.A., MOORE T.H. — Electrostatic imaging and recording, *II SMPTE*, vol. 69, n° 1, p. 32, janv. 1960.

[19] BAUMONK J.F., ROTH S.H. — Pictorial data from a space vehicle, *II SMPTE*, vol. 69, n° 1, p. 27, janv. 60.

[20] Ko H.C. — The distribution of Cosmic Radio radiation. *Proc. ORE*, t. 46, p. 208, janv. 1958.

[21] BUTLER Herbert I. — Nimbus testing. *Astronautics and Aerospace Engineering*, vol. 1, n° 3, p. 46. April 63.

LES SATELLITES SYNCHRONES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS : UNE VISITE A LA HUGHES AIRCRAFT COMPANY

PAR

R. CLAUVEL

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique

1. Introduction

L'I.C.S.T. (Interim Committee on Satellite Telecommunications ou Comité Provisoire des Télécommunications par Satellites) auquel participent de nombreux pays dont la France, a chargé la COMSAT américaine de définir et d'étudier le ou les systèmes optimaux pour un réseau mondial de télécommunications par satellites. Un des systèmes proposés consiste en trois satellites stationnaires répartis sur une orbite équatoriale de 24 h de période. La figure nº 1 montre la couverture ainsi obtenue. Les premiers satellites

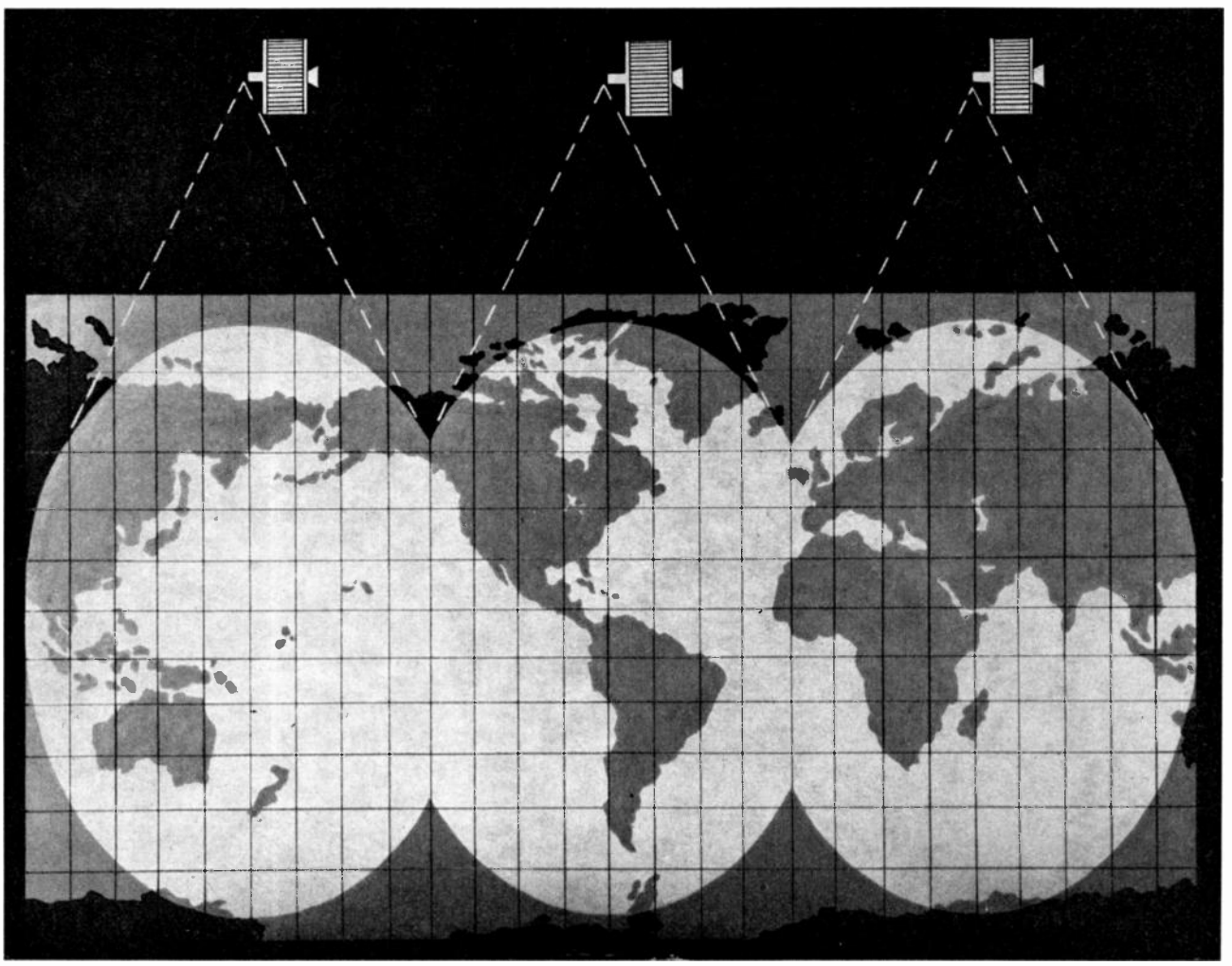


FIG. 1. — Zone couverte par un système de trois satellites stationnaires.

synchrones furent les Syncom, réalisés par la HUGHES AIRCRAFT C°. Celle-ci fut alors chargée par la COMSAT de fabriquer HS 303 ou Early Bird qui a été lancé le 6 avril 1965 avec succès. Il doit permettre des liaisons téléphoniques (240 voies) Amérique du Nord-Europe et surtout des expériences détaillées de télécommunications. Peu de temps auparavant, HUGHES avait organisé à l'intention de la presse européenne une visite dans ses laboratoires de Los Angeles, axée particulièrement sur les satellites synchrones. Le présent article ne vise pas ainsi à une analyse des avantages ou inconvénients des différents systèmes, mais plutôt à la présentation de l'un d'entre eux. Il faut noter, en particulier, que les différents arguments sont ceux de HUGHES c'est-à-dire, bien sûr, du plus chaud partisan des satellites stationnaires, stabilisés par rotation.

La société qui groupe 24 000 personnes est engagée dans de nombreux autres projets touchant à l'aéronautique ou à l'espace : Surveyor, lasers, propulsion ionique, etc. (1).

2. Caractéristiques générales

Les satellites synchrones de télécommunications actuellement réalisés ou étudiés par HUGHES, sont tous conçus suivant le même principe : il s'agit de répéteurs actifs placés sur orbite à l'aide d'un « moteur d'apogée », et stabilisés par rotation autour de l'axe principal d'inertie. Des jets de gaz auxiliaires assurent l'attitude du satellite et son maintien au-dessus d'un point choisi de l'équateur terrestre.

Les signaux à large bande (multiplex de voies téléphoniques ou télégraphiques, télétypes, fac-similés, émissions de télévision, etc.) sont transmis entre deux ou plusieurs stations au sol par l'intermédiaire d'un ou deux répéteurs actifs à bord du satellite ; dans de tels dispositifs, analogues à ceux employés sur les satellites Telstar et Relay, les signaux sont reçus puis soumis à une série de changements de fréquence, filtrages, écrêtages, amplifications, avant d'être réémis vers le sol par l'intermédiaire de tubes à onde progressive. Le paragraphe 4.3 et la figure 4 donnent des détails supplémentaires sur le système employé à bord de HS 303.

Lors du lancement, les trois premiers étages de la fusée porteuse (Thor-Delta) placent d'abord la charge utile sur une orbite elliptique dont l'apogée se situe à une altitude d'environ 36 000 km c'est-à-dire celle d'une orbite circulaire synchrone. Quand le satellite se trouve pour la 4e fois à l'apogée de cette orbite de transfert, soit 39 h après le lancement, un signal de télécommande met à feu le 4e étage. Celui-ci, un moteur à propergol solide, fait partie intégrante du satellite et fournit une poussée tangentielle qui place la charge utile sur l'orbite désirée. Le paragraphe 4.2 et la figure 2 donnent des détails supplémentaires sur l'exemple de la mise en orbite de HS 303.

Par ailleurs, l'ensemble 3e étage-charge utile a été mis en rotation par des fusées d'appoint. Le satellite est ainsi animé d'un mouvement gyroscopique et son attitude et sa position peuvent être modifiés par l'emploi de deux jets de gaz (H_2O_2 par exemple). Un jet parallèle à l'axe de rotation et décalé par rapport à celui-ci agit, en mode continu, sur la position du satellite et sur l'inclinaison de l'orbite ; actionné par impulsions, il agit sur l'orientation de l'axe. Un jet radial (perpendiculaire à l'axe de rotation), en mode impulsif, permet d'agir sur la vitesse du satellite. Le système est schématisé par la figure 3

Ces jets de gaz permettent ainsi d'assurer et de conserver au cours du temps la position et l'attitude convenables du satellite. Leur emploi et leur mise en œuvre représentent un poids utile et une complexité très inférieurs à ceux nécessaires à un contrôle complet de l'attitude du satellite (gyroscopes, plates-formes à inertie, stabilisation par gravité). La stabilisation par rotation permet cependant d'obtenir des gains d'antennes suffisant à une bonne transmission des signaux.

3. Les Syncom, premiers satellites synchrones

C'est en 1959 que débutèrent les études des différents dispositifs décrits ci-dessus ; seul un prototype, très léger (15 kg), fut réalisé, mais, à partir d'août 1961, sa mise au point servit de base à l'exécution du programme Syncom dirigé par la N.A.S.A. (National Aeronautics and Space Administration) et le D.O.D. (Departement of Defense) américains. D'un coût total de 10 millions de dollars (satellites et stations de sol), il comprenait en particulier un contrat de la N.A.S.A. (Goddard Space Flight Center) en vue de la réalisation par Hughes d'un prototype et de trois modèles de vol. Il s'agissait principalement d'essayer dans le détail l'injection en orbite, la stabilisation par rotation, le maintien de la position et de l'attitude du satellite sur l'orbite choisie. Le système de télécommunications était ainsi relativement simple.

Syncom I, lancé le 14 février 1963, se comporta d'abord normalement, mais, près de la fin de la combustion du moteur d'apogée, on perdit tout contact radioélectrique avec le satellite. L'analyse des données de télémesure et une poursuite optique ultérieure, ont montré que, selon toute probabilité, si l'orbite atteinte était satisfaisante, l'explosion d'un réservoir de pressurisation fut la cause de cet échec.

Syncom II, fut lancé le 26 juillet 1963, suivant une orbite synchrone mais inclinée de 33° sur l'équateur si bien que le satellite n'était pas exactement stationnaire, mais son mouvement relatif par rapport à la terre était suffisamment lent pour permettre l'emploi de stations de sol munies de moyens relativement rudimentaires de localisation et de poursuite. Les premières expériences de télécommunications eurent lieu entre les U.S.A. et le navire USNS Kingsport mouillé successivement à Lagos (Nigeria), puis dans l'Atlantique et dans la Méditerranée.

La position apparente de Syncom II, qui fonctionne depuis 21 mois, a été modifiée au cours du temps en déclenchant par télécommande l'action des jets de gaz. Actuellement au-dessus de l'Océan Indien, il a ainsi circulé autour de près du tiers de la terre.

(1) Certaines de ces activités font l'objet d'un article à paraître dans le journal de la Société Française d'Astronautique.

Le 19 août 1964, Syncom III, fut injecté sur une orbite équatoriale synchrone ; il s'agit ainsi d'un satellite parfaitement stationnaire qui a été arrêté au-dessus de l'Océan Pacifique. Il dérive de 2/100 de degrés par jour. Il est bien connu pour avoir assuré la transmission en direct des derniers Jeux Olympiques entre Tokyo et la Californie. On remarque, en particulier, l'augmentation de la largeur de bande des répéteurs utilisés (5 et 10 MHz contre 5 et 1 MHz pour Syncom II). Mais il faut surtout noter que le succès des Syncom permit de dépasser la phase prévue d'essais des dispositifs de mise sur orbite et d'effectuer de nombreuses expériences opérationnelles de télécommunications.

HUGHES a aussi réalisé deux stations de sol mobiles qui comportent des antennes de 4,40 m de diamètre au lieu de 25 m pour les stations fixes. Elles sont actuellement utilisées pour des liaisons Saïgon-Etats-Unis par l'intermédiaire de Syncom III.

Une liaison téléphonique de 18 000 km a pu, d'autre part, être établie entre le New Jersey et l'Ethiopie par l'intermédiaire de Syncom II et Syncom III. Dans cette expérience de « double saut » on utilisait une liaison par ligne de Fort Monmouth (New Jersey) à Camp Roberts (Californie) puis le trajet Camp Roberts - Syncom III - Saïgon - Syncom II - Asmara (Ethiopie). Enfin on a pu utiliser les équipements VHF de télémesure et télécommande pour transmettre dans les deux sens des signaux de télétype entre Camp Roberts et un avion de la Pan-American volant au-dessus du Pacifique.

La réussite du programme Syncom a amené non seulement la N.A.S.A. à poursuivre en vue de satellites plus évolués (cf. § 5), mais aussi la COMSAT à commander à HUGHES « Early Bird » ou HS 303, premier satellite « commercial » de télécommunications.

4. « Early Bird »

4.1. GÉNÉRALITÉS - RETARD DE PROPAGATION

HS 303 ou Early Bird (L'oiseau du matin) a été lancé de Cap Kennedy le 6 avril 1965. Satellite commercial, il doit fournir en permanence 240 voies téléphoniques (contre 317 par les 4 câbles existants) dans les deux sens entre l'Amérique du Nord et l'Europe, ou la possibilité aux compagnies ou organismes de télévision de transmettre des programmes en direct. Mais, même s'il peut être considéré (en particulier par HUGHES AIRCRAFT) comme totalement opérationnel, il s'agit surtout pour la COMSAT de se livrer à des essais complets du système de télécommunications (liaisons satellite-sol et sol-satellite, stations de sol, accès multiple, etc.), pour prendre une décision définitive, d'ici quelques mois, sur le ou les systèmes devant assurer un réseau quasi mondial de télécommunications par satellite. En particulier, il faut analyser en détail les problèmes posés par l'influence sur les conversations téléphoniques du temps de propagation des ondes : 300 ms pour 36 000 km soit 600 ms pour une liaison sol-satellite-sol. Il est d'ailleurs surtout gênant en présence d'échos, mais leur action est très fortement diminuée par des suppresseurs d'échos mis au point par la société Bell Telephone Laboratories. Des expériences menées au sol, grâce à un simulateur (qu'a pu essayer l'auteur de cet article), sont assez convaincantes à ce sujet. Il pourrait en aller différemment dans une liaison utilisant deux satellites (double saut) nécessaires pour relier deux points de longitudes très différentes (le retard serait alors double 1,2 s).

4.2. MISE EN ORBITE

La figure n° 2 schématise la suite des opérations effectuées. Deux stations assuraient la poursuite du véhicule lors de la mise en orbite : Carnavon en

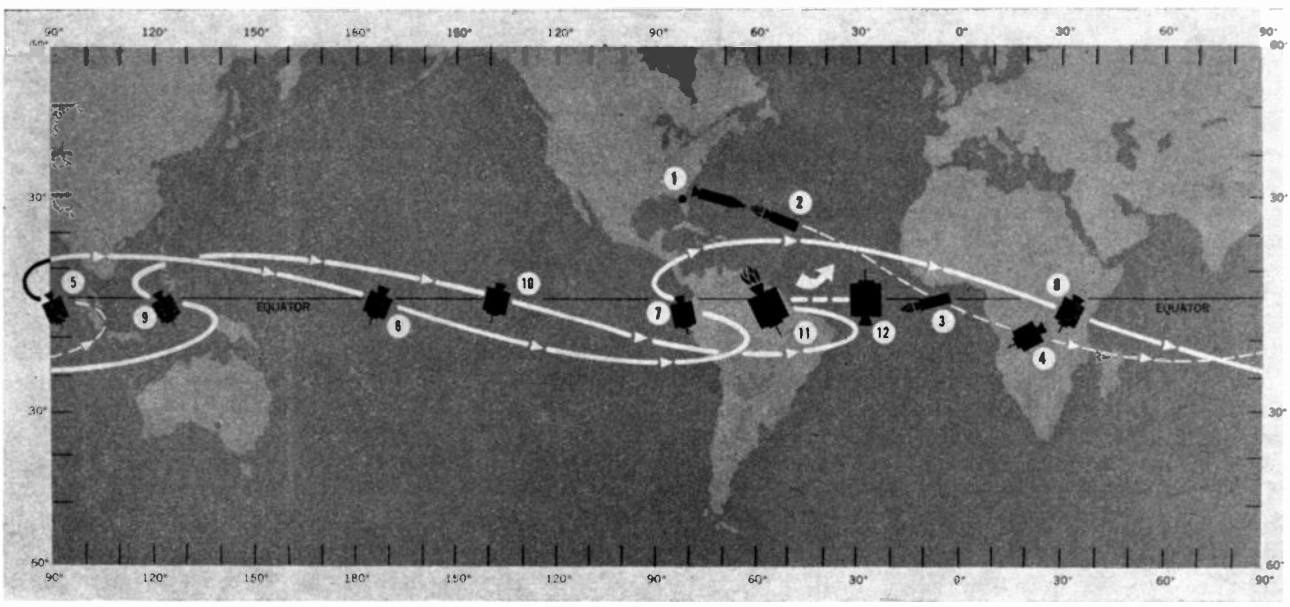


FIG. 2. — HS 303 : Phases de la mise sur orbite.

Australie et Andover dans le Maine ; cette dernière étant chargée en plus de la télécommande. Lors de la mise à feu du 3e étage (T+28 mn), l'inclinaison initiale de 30° a été réduite à 16° et l'ensemble soumis à un mouvement de rotation ; puis le 3e étage s'est séparé. La 1re apogée de l'orbite elliptique de transfert a été vue de Carnavon, la 2e d'Andover (T+17 h). On aurait pu théoriquement, à ce moment, allumer le 4e étage mais il était préférable d'attendre de façon à parfaire les données d'orbite et d'attitude ; seule celle-ci fut légèrement changée de façon à préparer probablement la mise à feu du 4e étage, lors de la 4e apogée, en vue d'Andover (T+40 h). Le moteur d'apogée qui pèse 35 kg soit la moitié du poids total du satellite, assure en même temps la réduction de l'inclinaison au voisinage de 0° et la « circularisation » sur l'orbite à 36 000 km d'altitude. L'action des jets de gaz, (capacité totale 4,5 kg de H_2O_2 pressurisés par des réservoirs d'azote), a alors assuré le déplacement du satellite de façon à ce qu'il reste stationnaire au-dessus d'un point de l'Atlantique situé sur l'Equateur à une longitude de 27°5 ouest. En même temps, l'attitude a été légèrement modifiée de façon à optimiser le diagramme de rayonnement des antennes. Chacun des jets radial et axial est accompagné d'un jet identique redondant (fig. 3).

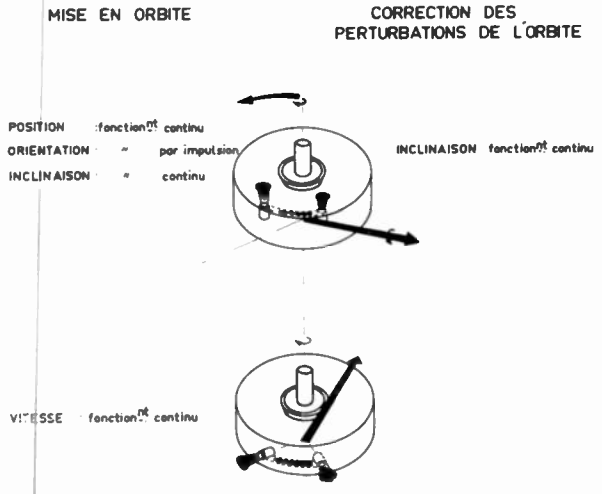


FIG. 3. — Jets de gaz auxiliaires.

4.3. EQUIPEMENT DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

— HS 303 est à la fois un satellite opérationnel et un satellite destiné à des expériences détaillées de télécommunications. Ainsi ses performances sont-elles nettement supérieures à celles des Syncom.

— On a d'abord augmenté le gain des antennes de bord, en particulier celui de l'antenne d'émission. Il s'agit d'une antenne coaxiale à fente (6 éléments), centrée sur l'axe principal de rotation. Son diagramme est de révolution autour de cet axe : d'une ouverture de 12° il recouvre ainsi toujours la zone Amérique du Nord-Europe malgré la rotation du satellite. On obtient un gain de 9 dB.

— La puissance disponible à bord est passée de 29 à 45 W grâce à l'augmentation du nombre de cellules solaires. Ainsi HS 303 dispose de deux répondeurs de 25 MHz de bande utilisés simultanément ; ils sont connectés à deux émetteurs à tubes à onde progressive de 4 W utilisés alternativement, le choix s'effectuant par télécommande ; Syncom n'a que des émetteurs de 2 W. Le système est représenté sur la figure n° 4.

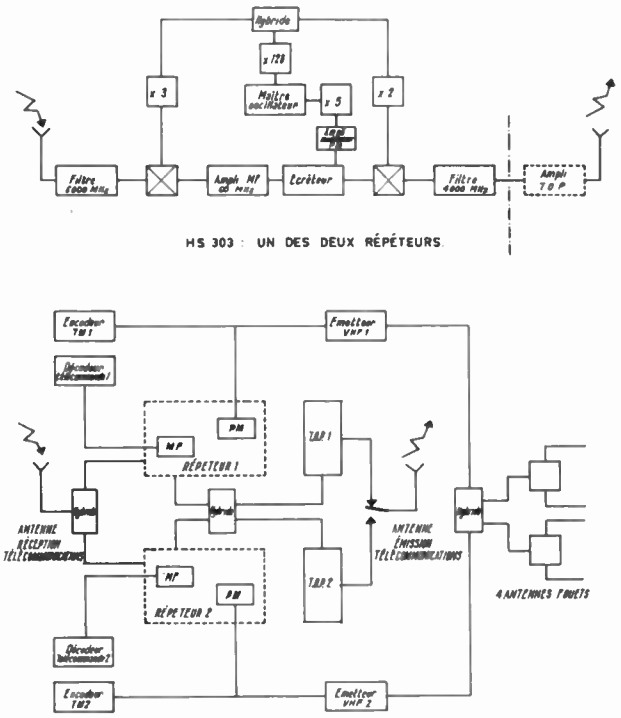


FIG. 4. — HS 303 : Système de télécommunications (d'après « Electronics » du 10 août 1964).

Les deux liaisons sol-satellite et satellite-sol utilisent la modulation de fréquence.

Les fréquences utilisées sont celles du tableau suivant :

	De ou vers l'Europe	De ou vers les U.S.A.
Signaux reçus à bord		
1) Télécommunications large bande (± 12,5 MHz)	6 301,02 MHz (ou 6 389,97 MHz)	6 389,97 MHz (ou 6 404,79 MHz)
2) Télécommande	6 401,97 MHz (ou 6 289,02)	
Signaux émis à bord		
1) Télécommunications large bande (± 12,5 MHz)	4 160,75 MHz (ou 4 170 MHz)	4 081 MHz (ou 4 100 MHz)
2) Télécommande	4 137,86 MHz (ou 4 104,14)	

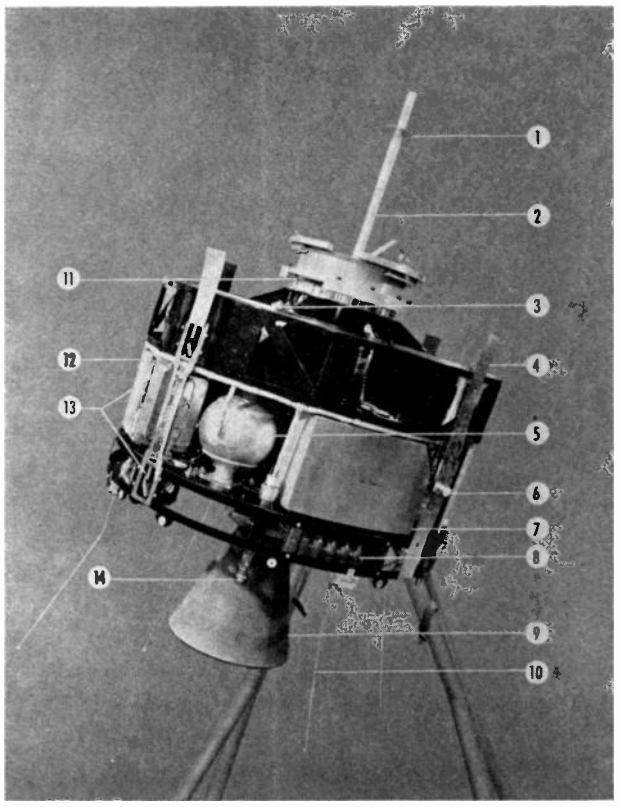


FIG. 5. — Vue interne de Early Bird. Equipement électronique interne et le système de commande des réacteurs stabilisateurs. Sur cette photo, le satellite est placé sur un socle, la couronne des panneaux de cellules solaires ayant été enlevée.
1) Antenne de réception.
2) Antenne d'émission.
3) Interrupteur à ferrite du tube à ondes progressives.
4) Isolant thermique.
5) Un des quatre réservoirs de peroxyde d'hydrogène utilisé pour la commande des systèmes déviateurs.
6) Réacteur radial au peroxyde.
7) Emetteur-récepteur asservi par impulsions.
8) Accumulateurs au cadmium nickel.
9) Tuyère du moteur d'apogée.
10) Antennes de télémétrie.
11) Face de séparation de la fusée Delta.
12) Codeur-décodeur.
13) Palpeurs solaires.
14) Réacteur axial au peroxyde.

Les signaux de transpositions viennent par diverses multiplications de fréquence d'un maître oscillateur. Un harmonique de celui-ci est aussi retransmis ; il peut servir à la poursuite du satellite ou comme porteuse du système de télémesure. Celui-ci comprend deux encodeurs qui alimentent soit deux émetteurs VHF, soit, par l'intermédiaire des répondeurs, les deux émetteurs à tube à onde progressive. On peut utiliser les deux modes (VHF ou télécommunications) alternativement ou simultanément.

Les signaux de télécommande sont reçus dans les premiers étages des deux répéteurs puis passent dans deux décodeurs redondants.

L'ensemble de la charge utile est représenté sur les figures 5 et 6.

La durée prévue des essais préliminaires de télécommunications est de un mois, puis le satellite doit être utilisable commercialement, grâce au réseau

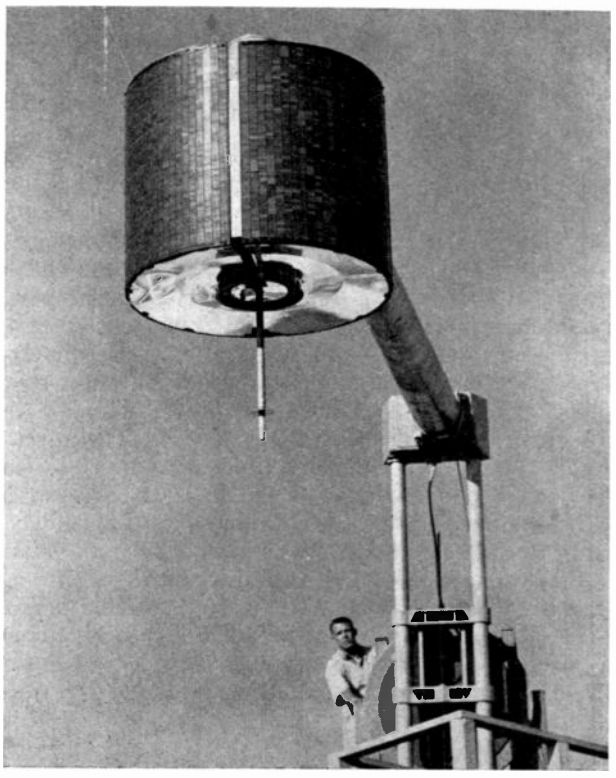


FIG. 6. — HS 303 : essais d'antenne.

téléphonique normal, par exemple. Les différentes stations européennes participent activement aux essais.

5. Développements et projets futurs

Le succès des Syncom et des programmes actuellement en cours ont encouragé HUGHES à étudier des dispositifs nouveaux et à envisager des projets parfois relativement ambitieux. En particulier, certains d'entre eux permettraient à des pays en voie de développement de se doter, à peu de frais, de moyens de télécommunications spatiales.

5.1. NOUVEAUX DISPOSITIFS

— La durée de vie des satellites synchrones actuels semble limitée par les dispositifs à jets de H_2O_2 destinés au maintien en orbite. En effet leur durée peut être estimée à 2 ou 3 ans contre 5 à 15 ans pour les équipements électroniques et 3 à 5 ans pour ceux d'alimentation en énergie électrique. Pour des satellites futurs, HUGHES met au point un « moteur » dans lequel on électrolyse de l'eau de façon à produire un mélange d'hydrogène et d'oxygène, brûlé dans les fusées de maintient en orbite. Un tel système qui fournit une impulsion spécifique de 360 s, pourrait durer 5 à 10 ans car il est beaucoup plus facile de stocker de l'eau que du gaz comme H_2O_2 (il serait, par exemple, possible de compenser tous les jours les faibles perturbations (15 cm) de la position du satellite).

— Une autre limite à l'emploi des satellites stabilisés par rotation, est le gain de l'antenne d'émission à bord, donc de la puissance reçue au sol. Dans un dia-

gramme comme celui de HS 303, une grande partie de la puissance émise est perdue puisqu'une région importante de l'espace non utilisée est illuminée. Il faudrait pouvoir disposer de pinceaux éclairant uniquement la terre (ou idéalement la station de réception). Plutôt que d'envisager des dispositifs mécaniques lourds et complexes, HUGHES a conçu une antenne pointée « électroniquement » : 16 éléments (ou un nombre pair) d'antennes sont disposés parallèlement autour de l'axe de rotation du satellite. S'ils émettaient tous sans précautions spéciales, leurs signaux parviendraient au sol avec des phases différentes en fonction de la rotation du satellite, aussi, dans la nouvelle antenne, deux éléments diamétralement opposés sont-ils avancés ou retardés en phase. Le déphasage est asservi à la rotation du satellite : il est nul quand le diamètre joignant les deux éléments est perpendiculaire à la direction choisie d'émission. On obtient ainsi, dans cette direction, un pinceau d'autant plus étroit que le nombre d'éléments est élevé. HUGHES a réalisé un prototype embarquable pesant 4,5 kg et d'un gain de 19 dB.

5.2. L'accès multiple. Le système STAR.

Les systèmes complets de télécommunication par satellite devront présenter une grande souplesse d'utilisation simultanée par plusieurs stations. Ce problème important fait l'objet de nombreuses discussions. Il est impossible de le dissocier (intermodulation - occupation de bande, etc.) de l'optimisation des procédés de modulation employés pour les deux liaisons satellite-sol et sol-satellite. Quoiqu'ayant déjà présenté des projets utilisant une émission en B.L.U. vers le satellite, HUGHES s'attache plus particulièrement, dans un premier stade, à résoudre les problèmes d'accès multiple en modulation de fréquence. Il s'agit du système STAR : Satellite Telecommunications with Automatic Routing ou Télécommunications par satellites avec acheminement automatique. Dans ce procédé, chaque voie téléphonique ou télégraphique module une porteuse. Chaque station peut émettre ou revecoir sur tout ou partie des porteuses. L'affectation est décidée automatiquement, en fonction des besoins des différents trafics, par une station centrale. Pour ce faire, une des voies est réservée à l'interrogation codée de la station centrale, chaque station intervenant à une place de multiplex, définie dans le temps. Après la réponse par un processus analogue, chaque station émet automatiquement sur les fréquences qui lui sont allouées. Si, à nombre égal de voies, ce système occupe une bande légèrement plus importante, par contre il pourrait permettre un emploi optimal du nombre de voies ; en particulier, des pays peu développés ayant besoin de peu de voies pourraient facilement faire partie du réseau. Une station expérimentale est en cours de réalisation dans l'Arkansas pour étudier ce système et les problèmes (assez délicats) de sa compatibilité avec les équipements de liaison avec les réseaux de sol.

5.3. Les nouveaux projets de satellites

A la lumière de ces nouveaux développements, on peut envisager des satellites dérivés de HS 303 mais plus évolués ; on chercherait, en particulier, à couvrir une bande plus importante (jusqu'à 500 MHz) de façon à multiplier la capacité du réseau téléphonique. La N.A.S.A. a lancé la réalisation de l'A.T.S. (Advanced Technology Satellite) qui, lancé par un Atlas Agena, disposerait de 500 W de puissance électrique à bord.

On étudie en même temps, au titre d'un contrat de la COMSAT, le HS 304, d'un diamètre double du HS 303 qui, grâce à l'emploi d'une antenne analogue à celle décrite au paragraphe 5.2, disposerait d'une capacité très supérieure à 600 voies téléphoniques (1 200 par exemple).

Si enfin on utilise cette antenne avec 16 tubes à onde progressive, un par élément, on peut obtenir une puissance d'émission très élevée jusqu'à 100 W (ce qui serait impossible pour l'instant avec un seul gros tube). D'où l'idée d'un satellite de télévision « en direct » qui pourrait transmettre les émissions d'un petit nombre de stations centrales vers un grand nombre de stations réceptrices, d'un réseau très étendu : équipées d'une antenne de 2 m de diamètre et d'un récepteur très simple, elles coûteraient très peu (1 000 F prétend HUGHES) et seraient ainsi à l'échelle d'une petite ville, d'une école, etc. donnant ainsi directement accès aux récepteurs des particuliers. Même sans aller jusqu'à des projets aussi ambitieux, HUGHES déclare que le coût des stations de sol d'un système par satellites synchrones est 10 fois moins élevé que celui d'autres systèmes ; ceci étant dû principalement au fait que l'antenne de sol est orientée de façon quasi fixe et n'a pas besoin de dispositifs complexes de poursuite.

Un système de trois satellites stationnaires avec une capacité de 1 000 voies téléphoniques accessibles à 100 stations coûterait ainsi 1,3 milliard de francs contre 13 milliards pour d'autres systèmes équivalents. Il est certain que des chiffres aussi « décisifs » nécessitent une analyse et une explication détaillées qui sortiraient du cadre du présent article.

6. Conclusion

Le succès des réalisations décrites ci-dessus, l'assurance de HUGHES et son dynamisme sont impressionnants. Il faut se garder d'en tirer des conclusions hâtives sur le choix du système définitif qui est l'objet des études longues et détaillées de la COMSAT ; mais il est certain que de tels satellites synchrones sont appelés à jouer un rôle important dans les télécommunications spatiales.

QUELQUES ASPECTS NOUVEAUX DE LA TRANSMISSION DE TÉLÉVISION A GRANDE DISTANCE :

Liaisons terriennes et liaisons par satellites

PAR

Y. ANGEL

Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers

1. Introduction

1.1. Conditions de transmission d'un signal de télévision

Les conditions auxquelles doivent satisfaire les circuits destinés à l'acheminement de signaux de télévision sont nombreuses. Elles portent notamment sur les caractéristiques suivantes : largeur de bande, adaptation et échos, niveau du bruit erratique et des perturbations récurrentes, linéarité en amplitude. Dans le cas de la télévision en couleur, l'élimination de certaines distorsions non-linéaires, dites distorsions de phase différentielle peut revêtir un caractère de nécessité particulière. Plus les circuits deviennent longs, plus les difficultés technologiques s'accumulent pour satisfaire à ces diverses conditions, mais le seul phénomène qui apporte une limitation fondamentale est le bruit de fond. C'est sur cet aspect de la question que nous concentrerons notre attention dans cet article. D'autre part nous nous limiterons aux systèmes de télévision à 625 lignes (largeur de bande $B_1 = 5$ Mc/s) et, en ce qui concerne la couleur, aux systèmes NTSC, exploité aux Etats-Unis et SECAM, expérimenté en France.

Le C.C.I.R. spécifie [1] que, pour la transmission d'une image noir et blanc, le rapport signal/bruit pondéré à l'extrémité du « circuit fictif de référence » de 2 500 km ne doit pas (sauf accidentellement) être inférieur à 52 dB. Le réseau pondérateur normalisé a la caractéristique d'un circuit intégrateur « RC » de constante de temps 0,33 μs (3 dB d'affaiblissement au voisinage de 500 kc/s). Les affaiblissements globaux de pondération dans la bande 0 - 5Mc/s sont respectivement 8,5 dB pour le bruit blanc et 16,3 dB pour le bruit triangulaire. Les rapports signal/bruit requis sont donc respectivement :

$52 - 8{,}5 \approx 44$ dB pour le bruit blanc et (1)

$52 - 16{,}3 \approx 36$ dB pour le circuit triangulaire. (2)

Pour extrapoler à des circuits plus longs que 2 500 km, on devrait tenir compte, par exemple selon une loi de sommation quadratique, du cumul des bruits apportés par les diverses sections. Notons toutefois que le rapport signal/bruit d'une caméra à image-orthicon est usuellement compris entre 32 et 38 dB, le spectre de ce bruit étant à peu près uniforme [2]. Pour que la dégradation de la qualité qu'apporte la voie de transmission soit négligeable, le niveau de bruit de celle-ci doit rester inférieur à celui du signal original. On voit qu'à cet égard la valeur de 44 dB qui précède est satisfaisante mais non surabondante et que les tolérances indiquées doivent, pratiquement, être considérées comme des tolérances absolues.

Les données précédentes concernaient la télévision en noir et blanc. Quant aux images en couleur, l'expérience a montré [3] que leur dégradation par un bruit à spectre uniforme, de niveau donné, est à peu de chose près le même que pour l'image achrome, aussi bien dans le cas du système NTSC que du système SECAM. Comme on va le voir, cette égalité résulte d'une compensation fortuite.

L'étude quantitative de la détérioration des images sous l'effet du bruit erratique peut être rattachée à l'étude correspondante relative aux perturbations récurrentes. Il est, en effet, raisonnable d'admettre que la loi de pondération, en fonction de la fréquence établie pour les perturbations sinusoïdales, puisse être étendue aux perturbations erratiques à bande étroite et que, d'autre part, la loi d'addition des composantes d'une perturbation complexe corresponde à la sommation des puissances pondérées des perturbations élémentaires.

La figure 1 représente les tolérances généralement admises pour les parasites récurrents, en fonction de la fréquence de ceux-ci :

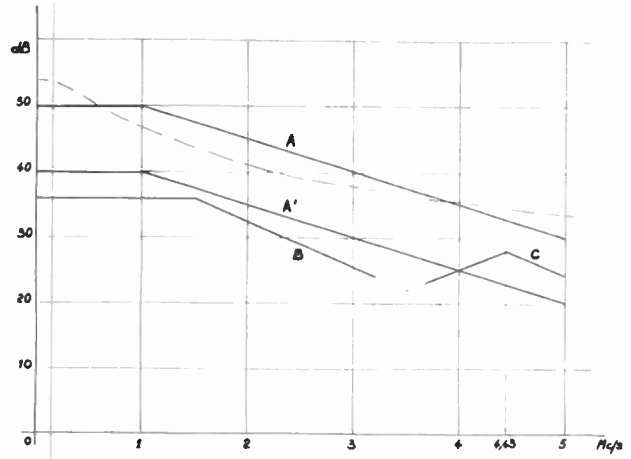


FIG. 1. — Effets des perturbations sur les images de télévision.
Courbe A : Brouillages sinusoïdaux, tolérance C.C.I.R. (noir et blanc).
Courbe A' : Brouillages sinusoïdaux, comme courbe A, moins 10 dB.
Courbe B+C : Brouillages sinusoïdaux, tolérance globale (couleur).
Courbe en trait interrompu : Affaiblissement du filtre de pondération utilisé pour la mesure des parasites erratiques (circuit intégrateur $RC < 0{,}33$ µs), avec calage arbitraire des ordonnées. On note que les lois de pondération applicables aux parasites erratiques et aux parasites récurrents sont assez voisines l'une de l'autre, sans qu'il y ait eu de corrélation dans leurs déterminations expérimentales.

Courbe *A* : transmission achrome, circuit de 2 500 km [1].

Courbes *B* et *C* : transmission en couleur, tolérance globale [4].

Si l'on admet (voir plus haut) que la marge de garde du circuit de transmission doit être d'une dizaine de décibels, la courbe $B+C$ doit être comparée non à la courbe *A* mais à la courbe *A'* qui s'en déduit par translation.

Pour les fréquences franchement inférieures à 4,43 Mc/s (fréquence de la sous-porteuse), les brouillages (courbe *B*), affectent seulement la luminance et le dessin de l'image. On constate que :

a) pour les fréquences basses la courbe *B* est légèrement en dessous de la courbe *A'*, ce qui s'explique parce que la couleur apporte un élément d'information et d'intérêt pour le spectateur et que celui-ci prête moins attention à de légères perturbations de la luminance ;

b) pour les fréquences élevées, la courbe *B* descend plus vite que la courbe *A'* car les tubes cathodiques trichromes donnent, sur l'image reproduite, une moins bonne définition que les tubes monochromes.

Pour les fréquences voisines de celle de la sous-porteuse (courbe *C*) les brouillages ne se traduisent plus par des perturbations de la luminance mais par des distorsions colorimétriques. Les fréquences voisines de 4,43 Mc/s provoquent ainsi des variations de couleurs sur des plages de grand diamètre apparent, donc très visibles. Il n'est pas surprenant de constater une réduction des tolérances au voisinage de cette fréquence.

Si, vis-à-vis du bruit blanc, les deux phénomènes qui viennent d'être décrits se compensent mutuellement, la situation est différente lorsque le bruit est à spectre triangulaire : sa nocivité devient la même que celle du bruit blanc, au lieu d'être inférieure d'environ 8 dB comme c'était le cas pour la télévision achrome.

Comme les systèmes actuellement employés pour la transmission à grande distance sont à modulation de fréquence et que le bruit qui en résulte est à spectre triangulaire, le passage du noir et blanc à la couleur paraît imposer un effort supplémentaire d'environ 8 dB dans la réduction du bruit de fond. Malheureusement les performances actuellement obtenues dans les faisceaux hertziens le sont grâce à une forte préaccentuation (14 dB) des fréquences élevées [5]. Cette préaccentuation est possible, car les composantes de fréquences élevées du signal de télévision noir et blanc sont de faible amplitude. Il n'en va pas de même dans le cas du signal de couleur, lors de la transmission d'une teinte présentant à la fois une luminance élevée et une forte saturation colorimétrique, car l'amplitude crête-à-crête de la sous-porteuse peut alors atteindre ou même dépasser l'intervalle d'amplitude noir-blanc ([6], p. 162). La préaccentuation cesse alors d'être possible et il faut regagner par d'autres moyens la perte de rapport signal/bruit qui en résulte.

En conclusion, bien que la pratique — déjà courante dans certains pays — de la transmission à grande distance de signaux de télévision donne des résultats satisfaisants, il faudrait, soit envisager une amélioration importante des caractéristiques des faisceaux hertziens pour réaliser des voies de transmission de haute qualité à l'échelle continentale, soit imaginer d'autres solutions.

2. Moyens « terriens » de transmission

Bien que les circuits métalliques aient été les premiers à permettre aux signaux de télévision de franchir des distances de quelques centaines de kilomètres, nous n'en parlerons pas ici car leur technique est aujourd'hui classique et ne soulève aucun problème d'actualité. Nous nous contenterons de citer, en renvoyant à la bibliographie :

a) L'intéressante expérience faite récemment par les Laboratoires BELL dans laquelle le signal video a été transmis au moyen de 7 paires téléphoniques, après quantification et codage au moyen de 7 chiffres binaires [7].

b) Les nombreux travaux [8], [9] concernant les télécommunications par onde TE_{01} dans des guides circulaires.

2.1. TUBES OPTIQUES

Depuis l'avènement des lasers, la transmission optique dans des tubes peut être envisagée en fonctionnement dans le spectre visible ou dans des bandes voisines. A titre d'exemple, B.M. OLIVER décrit [10] une voie de 4 Mc/s de bande qui pourrait franchir 6 500 km en un seul bond avec un rapport signal/bruit de 40 dB. L'émetteur optique serait un laser continu

à gaz de 80 mW fonctionnant sur $\lambda = 1$ μm et remplissant d'une onde cohérente un tube de diamètre 5 cm. Le problème posé par les sections courbes du parcours se résoudrait au moyen de prismes déviant le faisceau, chaque prisme impliquant, d'après l'auteur, une perte de puissance de l'ordre de 1 %. Le milieu intérieur au tube serait soit le vide soit un gaz : il ne saurait évidemment être question de solide ou de liquide. Compte tenu des diverses pertes, la portée (en un seul bond) serait peut-être réduite à 1/10 de la valeur théorique ci-dessus, donc comprise entre 500 et 1 000 km.

A la réflexion, de tels chiffres paraissent optimistes car, d'une part ils sous-estiment fortement les pertes à la réflexion dans les prismes déviateurs, d'autre part ils postulent un photo-détecteur de rendement égal à l'unité. Enfin ils ne tiennent pas compte de ce qu'il est fort difficile de réaliser de façon parfaite et stable l'alignement du faisceau lumineux à l'intérieur des tubes qui le contiennent.

Il a été signalé récemment [11] que les laboratoires BELL se penchaient sur ce problème et qu'ils étudiaient diverses solutions, notamment la suivante.

Le tube optique étant rempli d'un gaz, on crée dans celui-ci un gradient d'indice de réfraction en y produisant un gradient thermique. Pour que le guidage soit opérant, il faut que l'indice soit maximal sur l'axe et minimal au voisinage de la paroi. On obtient ce résultat en montant dans le tube une hélice coaxiale chauffée par effet Joule, ce qui provoque une élévation de température localisée principalement dans le voisinage du cylindre générateur de l'hélice. Le faisceau lumineux se propage à l'intérieur de celle-ci. Comme les différences de température sont faibles, les courants de convection sont lents et leur régime reste laminaire. Aucune turbulence n'intervient donc pour créer une diffusion optique gênante. Il n'y a pas non plus de pertes par réflexion. L'effet de convergence obtenu sans aberration notable peut être estimé à quelques dizièmes de dioptrie par mètre de parcours. Bien que les précisions sur ce système nous manquent, nous croyons pouvoir faire les remarques suivantes :

a) Le guidage n'est pas obtenu par des systèmes déflecteurs non convergents mais par des systèmes convergents « transporteurs d'images » et l'ensemble du montage doit être conçu selon le principe connu des périscopes et endoscopes. Le nombre de transports possibles doit donc être limité par le cumul des aberrations (1).

b) L'hélice et les régions gazeuses perturbées qui l'environnent présentent un certain encombrement dans le tube. Il parait raisonnable de considérer que le diamètre du faisceau lumineux se trouve réduit à une valeur voisine de la moitié du diamètre du tube.

Pour évaluer les possibilités théoriques du système, essayons de bâtir un projet schématique en supposant que l'on sache résoudre parfaitement le problème du guidage du faisceau. Celui-ci devrait être assuré, sinon sur tout le trajet, du moins en des points assez nombreux pour réaliser le meilleur compromis entre le coût du guidage et celui des ouvrages d'art nécessaires pour assurer la rectilinéarité du trajet sur de grandes distances. Il faudra s'attendre à des frais d'établissement et d'entretien beaucoup plus élevés que pour les câbles ordinaires. Le système n'apparait donc comme rentable que pour une artère à grand débit informationnel et il convient d'en rechercher les conditions optimales d'utilisation.

La largeur de bande du signal transmis est limitée par les possibilités de modulation et de démodulation. Compte tenu des meilleurs modulateurs à effet Pockels [13] et des meilleurs photomultiplicateurs existants [14] une extrapolation raisonnable des réalisations actuelles conduit aux valeurs suivantes :

— 400 Mc/s pour la largeur de bande (3)

— 10 % pour le rendement quantique du photo-détecteur (2), à condition d'opérer dans le spectre visible, par exemple sur $\lambda = 632{,}8$ nm en utilisant un laser hélium-néon (transition $3s_2 \rightarrow 2p_4$) qui produit une onde dont nous supposerons la cohérence spatiale parfaite. (4)

On peut chiffrer la grandeur du *transport d'information* obtenu, par le produit T de la capacité C de transport de la voie par la distance parcourue x. On a alors :

$$T = Bx \log (1 + P/N) \tag{5}$$

B étant la largeur de bande et P/N le rapport signal/bruit à l'arrivée. Dans le type de transmission considéré, l'affaiblissement de la puissance du signal varie comme $\frac{1}{x^2}$, dès que l'on suppose :

$$x \gg \frac{d^2}{\lambda} \tag{6}$$

(d = diamètre du faisceau lumineux)

et l'on peut écrire :

$$T = Bx \log \left(1 + \frac{S_1}{x^2}\right) \tag{7}$$

S_1 étant le rapport signal/bruit à l'unité de distance.

L'étude de cette fonction de x montre que T passe par un maximum pour :

$$\frac{S_1}{x^2} = 3{,}92, \tag{8}$$

ce qu'on interprète en disant que le *transport d'information est maximal pour une portée telle que le rapport signal/bruit à l'arrivée soit voisin de 4 en puissance.*

Si l'on choisit 2 pour base des logarithmes, le débit

(1) On peut trouver dans [12] une analyse faite par les méthodes de l'optique géométrique, du guidage par lentilles équidistantes.

(2) Cette extrapolation est probablement trop optimiste : les rendements actuellement obtenus sur la fréquence considérée ne dépassent pas 3 %.

des informations transportées par la voie s'exprime alors par :

$$C = 2{,}30 \text{ bauds } (^3) \qquad (9)$$

L'exploitation optimale de cette voie de télécommunications suppose qu'au moyen de codeurs adéquats on ait transformé les messages à transmettre en un signal non redondant s'accommodant d'un rapport signal/bruit de 12 dB (ce qui implique un codage digital binaire) et remplissant la bande B. Ayant admis d'après (3), $B = 400$ Mc/s, on trouve :

$$C \# 10^9 \text{ bauds.} \qquad (10)$$

D'après le chapitre précédent, une voie de télévision occupe une bande $B_1 = 5$ Mc/s et requiert, en chiffres ronds, un écart signal/bruit $\left[\frac{P_1}{N_1}\right] = 40$ dB. On en déduit le débit informationnel correspondant :

$$C_1 \# \frac{1}{3} B_1 \left[\frac{P_1}{N_1}\right]_{(dB)} = 66 \text{ mégabauds. } (^4) \qquad (11)$$

Il en résulte que la capacité théorique de la voie est d'une quinzaine de programmes de télévision.

Calculons maintenant la distance franchie sans répéteur.

Dans ce but, il faut tout d'abord connaître le nombre de photons nécessaire à la réception pour assurer le rapport signal/bruit désiré.

Plaçons-nous pendant la transmission d'une plage « blanc maximal », la modulation étant, par exemple, positive. Soit p le nombre des photons frappant le photomultiplicateur pendant un intervalle de Nyquist $\frac{1}{2B}$ du signal modulant la lumière. Il en résulte l'émission de $p\eta$ photoélectrons, η étant le rendement quantique de la photocathode. Ces photoélectrons, émis sans corrélation réciproque, sont répartis selon une distribution de Poisson et la valeur quadratique moyenne de la fluctuation de leur nombre est $\sqrt{\bar{p}\cdot\bar{\eta}}$ (5). Si nous négligeons les autres causes de bruit dans la chaîne d'amplification, le rapport signal/bruit *en courant* à la sortie du photomultiplicateur est donc

$$\frac{\bar{p}\cdot\bar{\eta}}{\sqrt{\bar{p}\cdot\bar{\eta}}}, \quad \text{c'est-à-dire} \quad \sqrt{\bar{p}\cdot\bar{\eta}}.$$

Le rapport signal/bruit *en puissance* du signal électrique recueilli est donc $\bar{p}\cdot\bar{\eta}$. Pour le cas présent, nous voulons $\bar{p}\cdot\bar{\eta} = 4$; compte-tenu de (4), à savoir $\bar{\eta} = 0{,}1$, il vient :

$$\bar{p} = 40 \text{ photons par intervalle de temps } \frac{1}{2B}.$$

On en déduit la puissance lumineuse reçue :

$$P_r = 2\cdot B\cdot\bar{p}\cdot h\nu \qquad (12)$$
$$= 2\cdot 5\cdot 10^6\cdot 40\cdot 6{,}5\cdot 10^{-27}\cdot 5\cdot 10^{14} \text{ ergs/s}$$
$$= 1{,}2\cdot 10^{-10} \text{ W.}$$

Si, à l'émission, notre laser à gaz fournit

$$P_e = 0{,}1 \text{ W,}$$

on en déduit l'affaiblissement de propagation :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1{,}2\cdot 10^{-10}}{0{,}1} = 12\cdot 10^{-10}.$$

Or, pour un faisceau de surface S_e, émis avec une densité de puissance uniforme et reçu à la distance D par un capteur de surface S_r, on a :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{S_e S_r}{\lambda^2 D^2}. \qquad (13)$$

Considérons le cas où le tube a un diamètre de 5 cm, ce qui conduit à attribuer au faisceau lumineux un diamètre de 2,5 cm. Il en résulte :

$$S_e = S_r = S = \pi\cdot(1{,}25)^2 = 4{,}9 \text{ cm}^2,$$

d'où :

$$D = \frac{S}{\lambda}\sqrt{\frac{P_e}{P_r}} = \frac{4{,}9}{0{,}63\cdot 10^{-4}\cdot\sqrt{12\cdot 10^{-10}}} \text{ cm.} \qquad (14)$$
$$\# 20\,000 \text{ km.}$$

Le système permet, théoriquement, d'atteindre de très grandes portées avec une très grande capacité de transport d'information. Il resterait à connaître l'ordre de grandeur du facteur de réduction des performances du fait :

— de l'imperfection de la cohérence du rayonnement et des pertes corrélatives au guidage du faisceau,

— de la redondance introduite par le codeur,

— des marges de sécurité diverses nécessaires.

Compte tenu des dépenses d'installation, d'exploitation et d'entretien de ces tubes fragiles, que deviendrait alors la rentabilité pratique du système ?

2.2. Transmission transhorizon

Pour obtenir une grande portée en un seul bond au moyen d'aériens terrestres, il faut réaliser des liaisons au-delà de l'horizon.

---

(3) Unité télégraphique fort ancienne en Europe, équivalente au bit/s américain.

(4) Expression approchée de la formule classique lorsque

$$\frac{P_1}{N_1} \gg 1$$

(5) Nous définissons : $\bar{p}$ = valeur moyenne de p ; η = valeur moyenne de η.

Les formules d'ECKERSLEY et MILLINGTON, de van der POL et BREMMER montrent que le champ diffracté en ondes décimétriques et centimétriques est trop faible pour être utilisable. D'autre part, l'ionosphère cesse d'être réfléchissante pour des fréquences aussi élevées.

Les résultats d'expériences dont les premières remontent à 1945 ont amené les spécialistes de la propagation à prendre progressivement conscience de ce que la troposphère et l'ionosphère ont un pouvoir de diffusion. Cette diffusion est faible ; elle conduit néanmoins à un champ au-delà de l'horizon beaucoup plus intense que le champ diffracté. Peu de temps après la publication des premiers résultats, BOOKER et GORDON ont donné [15] une théorie de la diffusion troposphérique qui prend en considération les variations d'indice de réfraction dues à la turbulence de l'air.

Les formules que nous donnons ci-après dérivent de ce travail ; nous les présentons toutefois sous une forme différente de leur forme originale pour les adapter au cas où le tir des aériens se fait avec une certaine élévation au-dessus de l'horizon. Pour plus de clarté et contrairement à BOOKER et GORDON, nous éliminerons le cas où le sol se trouve dans le lobe principal des faisceaux.

Les notations employées seront les suivantes :

● 1. données radioélectriques

d = distance géographique entre les stations

R = rayon terrestre (éventuellement multiplié par 4/3 pour tenir compte de la réfraction)

λ = longueur d'onde de travail

a = dimension horizontale d'un aérien
b = dimension verticale d'un aérien
} aériens identiques à l'émission et à la réception

φ (radians) = angle d'élévation des axes des faisceaux

θ (radians) = angle entre les axes des faisceaux

Entre ces grandeurs, on a les relations suivantes :

$$a \text{ et } b \geqslant \lambda \tag{15}$$

$$\varphi \geqslant \frac{\lambda}{b} \tag{16}$$

$$\theta = \frac{d}{R} + 2\varphi. \tag{17}$$

Les faisceaux d'émission et de réception ayant été orientés dans le même plan vertical, leur intersection définit un « volume de diffusion » à l'intérieur duquel se manifeste le phénomène utile. L'altitude de ce volume ne pouvant guère excéder une dizaine de km, la distance d restera limitée aux environs de 700 km, même en réduisant φ au minimum possible. Ainsi θ sera toujours petit et assimilable à son sinus.

● 2. données atmosphériques

ε = constante diélectrique de l'air.

$\Delta\varepsilon$ = valeur quadratique moyenne de la fluctuation de ε.

Cette quantité se situe usuellement aux environs de 2.10^{-6}.

l = échelle de la turbulence = distance pour laquelle la fonction d'autocorrélation de ε (choisie exponentielle) est réduite à $1/e$ fois sa valeur initiale. Cette grandeur est comprise entre 0,1 m et 10 m, elle est maximale quand l'atmosphère est très stable et minimale quand l'atmosphère est instable.

On supposera toujours

$$a \text{ et } b \gg l. \tag{18}$$

L'affaiblissement de propagation est donné par l'une ou l'autre des formules suivantes, selon la valeur du rapport entre θ et $\frac{2\pi l}{\lambda}$:

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{2a}{d\theta}\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)^3 \qquad \text{si } \theta \ll \frac{\lambda}{2\pi l} \tag{19}$$

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{2a}{d\theta^5}\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2\frac{\lambda}{2\pi l} \qquad \text{si } \theta \gg \frac{\lambda}{2\pi l}. \tag{20}$$

Au voisinage immédiat de $\theta = \frac{\lambda}{2\pi l}$, l'application de ces formules est optimiste dans un rapport 4.

Traitons l'exemple numérique suivant :

d = 500 km $\qquad \left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2 = 4\cdot 10^{-12}$

λ = 6 cm

$a = b$ = 20 m $\qquad l \# 32$ cm

Dans le cas du tir aussi rasant que possible, il vient d'après (16) et (17) :

$$\theta = \frac{d}{R} + 2\frac{\lambda}{b} = \frac{0{,}5\cdot 10^6}{6{,}3\cdot 10^6} + 2\frac{6\cdot 10^{-2}}{20} = 8{,}6\cdot 10^{-2} \text{ rd} \tag{21}$$

D'autre part :

$$\frac{\lambda}{2\pi l} = \frac{6\cdot 10^{-2}}{6{,}3\cdot 0{,}32} = 3\cdot 10^{-2} \text{ rd}. \tag{22}$$

La comparaison de (21) et (22) montre qu'il y a lieu d'employer la formule (20). On trouve :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{2\cdot 20}{0{,}5\cdot 10^6\cdot (8{,}6)^5\cdot 10^{-10}}\cdot 4\cdot 10^{-12}\cdot 3\cdot 10^{-2}$$

$$\# 2\cdot 10^{-12}.$$

L'affaiblissement calculé est donc égal à 117 dB.

Pour éviter les perturbations dues à la basse atmosphère, relevons le faisceau de 2,5°, par exemple au dessus de l'horizon (cf. Chap. suivant) c'est-à-dire faisons $\varphi = 4{,}4.10^{-2}$ rd. La valeur (17) de θ devient égale à $16{,}8.10^{-2}$ rd, soit à peu près 2 fois plus que dans le calcul précédent. La puissance reçue dans ces conditions se trouve divisée par $2^5 = 32$, ce qui porte l'affaiblissement à 132 dB.

On voit que l'affaiblissement croît rapidement avec φ. Mais, d'autre part, la température d'antenne à la réception décroît lorsque le faisceau s'élève au dessus de l'horizon (Cf. [19] et Chap. suivant). Pour la fréquence et l'angle d'élévation considérés, et en employant un maser à l'entrée du récepteur, on peut sans optimisme, estimer à 50 °K la température totale T_N de bruit. Raisonnons dans l'hypothèse de la modulation d'amplitude de l'onde porteuse. La largeur de bande HF étant 2 B_1, la puissance de bruit ramenée à l'entrée du récepteur est :

$$N = 2\,k\,T_N\,B_1 = 0{,}7\cdot 10^{-14}\ \text{W}, \qquad (23)$$

pour les normes de télévision considérées.

Pour obtenir un rapport signal/bruit de 40 dB, il faudra que la puissance du signal reçu soit égale à :

$$P_r = 10^4\,N = 0{,}7\cdot 10^{-10}\ \text{W}.$$

L'affaiblissement de transmission étant voisin de 2.10^{13} (133 dB), on trouve comme puissance d'émission nécessaire :

$$P_e = 0{,}7\cdot 10^{-10}\cdot 2\cdot 10^{13}\ \text{W} \approx 1{,}5\ \text{kW} \qquad (24)$$

Le projet apparaît donc comme parfaitement réalisable, sous réserve de ce qui suit.

Les possibilités d'application des liaisons transhorizon à la transmission télévisuelle dépendent également de la bande passante qu'on peut obtenir. Celle-ci est limitée par la différence entre les longueurs des trajets émetteur - récepteur passant par les différents points du volume de diffusion. Un calcul géométrique simple montre que, pour une liaison de distance d au moyen de faisceaux d'angle d'ouverture effective (6) λ/b orientés suivant un angle de site φ au-dessus de l'horizon (voir fig. 2), la différence Δ entre le trajet maximal et le trajet minimal est donnée par la formule :

$$\Delta = \frac{1}{2}\,\frac{\lambda d}{b}\cdot\theta \qquad (25)$$

avec les mêmes notations que précédemment et sous les mêmes restrictions d'ordres de grandeur.

(6) Approximativement égal à la moitié de l'ouverture *totale* du faisceau, c'est-à-dire à l'angle entre les zéros du diagramme qui limitent le lobe principal.

Appliquons (25) aux exemples numériques déja étudiés, il vient dans le cas du tir quasi rasant :

$$\Delta = \frac{1}{2}\,\frac{6\cdot 10^{-2}\cdot 0{,}5\cdot 10^{6}}{20}\cdot 8{,}6\cdot 10^{-2} = 65\ \text{m}$$

et une valeur à peu près double dans le cas du tir à 2,5° d'élévation, soit :

$$\Delta = 130\ \text{m}$$

La conséquence est que la transmission est limitée aux fréquences de modulation dont la longueur d'onde hertzienne est supérieure à 130 m, soit :

$$F_{max} = 2{,}3\ \text{Mc/s}$$

Pour arriver à transmettre un signal de télévision, il faudrait, toutes choses égales par ailleurs, réduire Δ dans le rapport 2,3/5, ce qui conduirait à passer de $b = 20$ m à $b = 45$ m environ.

Cette augmentation ferait, d'autre part, gagner un peu plus de 6 dB sur l'affaiblissement de transmission.

On doit enfin tenir compte du fait que les différences de temps de parcours étant, en tous cas, grandes par rapport à la longueur d'onde porteuse, l'onde diffusée constitue une radiation incohérente. Ainsi que l'a montré C. DUCOT [16], la réception doit être affectée, toutes autres causes de bruit exclues, d'un *bruit d'incohérence*. La cohérence temporelle de l'onde diffusée est limitée par les mouvements du milieu diffusant et la raie constituée par la porteuse non modulée se trouve élargie par suite de l'effet Doppler-Fizeau. Il est évident, vu les ordres de grandeur des vitesses mises en jeu que l'élargissement de la raie

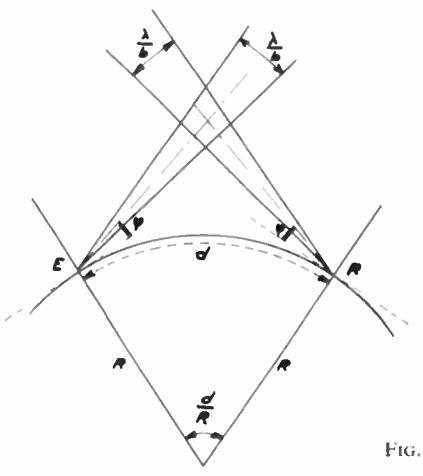


FIG. 2.

spectrale reste faible vis-à-vis de la bande de modulation. On ne peut donc, pour calculer le bruit d'incohérence, utiliser les formules de DUCOT qui postulent l'hypothèse inverse, mais on peut retenir la conclusion qu'en tous cas ce bruit est *multiplicatif*. Son effet s'identifie avec le *fading à fréquence basse* dont les caractéristiques ont été étudiées par BOOKER et GORDON.

Pour pallier ces effets, une majoration substantielle de la puissance (24) est recommandable, conjointement avec l'emploi de la modulation de fréquence. Sur ce dernier point, nous nous garderons d'appliquer sans précaution les méthodes et les résultats indiqués au chapitre suivant, valables pour la réception d'ondes cohérentes.

En conclusion, le recours à la diffusion troposphérique pour la transmission de télévision, bien qu'apparaissant comme possible, semble devoir être réservé à des cas particuliers, tels que la traversée d'un bras de mer, pour lesquels on n'entrevoit guère d'autre solution terrienne, de nature radioélectrique.

3. Retransmissions de télévision à partir de satellites

3.1. Données et formules générales

Les retransmissions de télévision à partir de satellites représentent un aspect particulier du problème général des télécommunications entre la Terre et un Satellite.

Il faut noter dès maintenant que ce problème est distinct de celui des liaisons entre engins spatiaux. Dans ce dernier cas, en effet, le milieu de propagation des ondes est le vide et il n'en résulte aucune restriction quant aux gammes de fréquences utilisables. Au contraire, lorsque l'une des stations est terrestre et que l'autre est distante d'au moins quelques centaines de kilomètres de la terre, la liaison doit se faire au travers de l'amosphère et de l'ionosphère, ce qui élimine a priori un grand nombre de gammes d'ondes :

$\lambda > 100$ m	Réflexion ou absorption par couche ionosphérique E
100 m $> \lambda >$ 10 m	Réflexion par couche ionosphérique F
10 m $> \lambda >$ 4 m	Réflexion accidentelle par couche E sporadique
1,5 cm $> \lambda >$ 0,75 μm	Absorption par O_2, CO_2, H_2O de l'air (sauf quelques « fenêtres », notamment autour de 5 μm, 10 μm...)
0,33 μm $> \lambda$	Absorption par O_3, diffusion (loi de Rayleigh)

Encore ces conditions s'appliquent-elles par temps clair : les brouillards épais oblitèrent pratiquement tout le spectre au-dessous du millimètre et la pluie condamne la bande comprise entre 4 cm et 1,5 cm [17].

Il reste donc finalement la gamme de longueurs d'onde comprises entre 4 m et 4 cm ; toutefois, ce qui suit va montrer que les bandes utilisables sont encore plus restreintes.

Les télécommunications par satellites préoccupent les Laboratoires Bell depuis 1955, comme en témoigne l'article de Pierce [18]. En 1959, ces mêmes Laboratoires publient [19] une étude déjà très avancée des conditions à remplir pour réaliser au mieux une liaison transocéanique au moyen d'un ou plusieurs satellites soit passifs, soit actifs. L'étude de ce texte est d'autant plus intéressante que ses conclusions ont presque toutes été brillamment confirmées par les expériences qui ont eu lieu depuis lors.

a) Sur la base des calculs de Hogg concernant le bruit thermique dû à l'oxygène dans l'atmosphère, Pierce et Kompfner [19] établissent tout d'abord que la gamme de fréquences la plus favorable est située entre 2 000 et 6 000 Mc/s. Aux fréquences plus basses intervient le bruit cosmique, lequel, à ses périodes de maximum, procure une température équivalente de 30 °K à 1 000 Mc/s, avec une loi de variation en $\lambda^{2,5}$. Aux fréquences plus élevées, c'est le rayonnement thermique de l'oxygène qui devient gênant, car la queue de sa bande d'absorption dans la gamme des 5 mm se prolonge largement du côté des fréquences basses. Ce rayonnement croît rapidement au-dessus de 10 000 Mc/s. En définitive, c'est dans la bande 2 000 - 6 000 Mc/s (λ de 15 à 5 cm) que la température d'antenne sera la plus faible. Elle n'excédera pas 20 à 30 °K, si l'on ne cherche pas à recevoir l'émission d'un satellite ayant un angle d'élévation inférieur à 5° au-dessus de l'horizon. Comme, dans cette bande, les masers permettent aujourd'hui de réaliser des températures de bruit sensiblement plus basses que la valeur ci-dessus, il apparaît que le minimum de bruit naturel est effectivement exploitable, et cela sans qu'il soit nécessaire de faire intervenir de développements technologiques nouveaux.

b) En ce qui concerne le type de modulation à retenir, Pierce, sans toutefois développer ses raisons, opte pour la modulation de fréquence, de préférence à la transmission par impulsions modulées en position, par impulsions codées ou par modulation d'amplitude à bande unique (7). De plus, ainsi que l'avaient suggéré Carson [21] et Chaffee [22] (voir également [23]), il adopte le principe de la compression de fréquence à la réception, associée avec une large excursion de fréquence à l'émission.

L'intérêt de cette façon de faire est le suivant :

La valeur élevée de l'indice de modulation qui résulte de la grande largeur de l'excursion garantit d'obtenir, après démodulation, un rapport signal/bruit favorable, même si ce rapport est peu élevé en haute fréquence à l'entrée du récepteur. Toutefois, pour bénéficier effectivement de cette amélioration, il faut que le limiteur reste constamment saturé malgré le bruit, ce qui suppose que le rapport signal/bruit à l'entrée de cet organe dépasse un certain seuil que l'on estime usuellement à 4 en amplitude (12 dB), soit 16 en puissance.

Dans le décompte de ce dernier rapport, il faut faire intervenir le bruit qui existe dans *toute la bande occupée par l'onde modulée*, bande dont la largeur B est donnée, pratiquement, par :

$$B = 2(1+m)B_1 \qquad (26)$$

en posant :

m : indice de modulation maximal à la fréquence extrême du spectre VF ;

(7) Pour plus de détails à ce sujet, voir [20].

B_1 : largeur de la bande VF (en l'occurrence 5 Mc/s).

Si, par le jeu d'une contre-réaction en fréquence, on ramène l'indice à une valeur petite par rapport à 1, on réduit la bande FI aux environs de $2B_1$. Il en résulte que la puissance de bruit erratique est réduite dans le rapport $B/2B_1$: le seuil de réception se trouve abaissé d'autant.

Soit f la radio-fréquence porteuse. Adoptons les notations suivantes :

(S/N) : rapport signal/bruit du signal démodulé ;

(C/N) : rapport signal/bruit de l'onde modulée, le bruit étant considéré dans la bande $f-B_1$, $f+B_1$;

P_r : puissance du signal utile à l'entrée du récepteur ;

N : puissance du bruit à l'entrée du récepteur, dans la bande $f-B_1$, $f+B_1$;

T : température de bruit totale : ciel + antenne + récepteur.

On peut écrire les relations suivantes :

$$(S/N) = 3m^2(C/N) \tag{27}$$

qui est la relation classique donnant la protection contre le bruit erratique conférée par la modulation de fréquence.

D'autre part, dans l'hypothèse de la compression de fréquence infinie, la condition de seuil devient :

$$(C/N) = \frac{P_r}{N} \geqslant 16, \tag{28}$$

avec :

$$N = 2kTB_1 \tag{29}$$

Fixons-nous un rapport signal/bruit utile égal à 40 dB et travaillons au seuil de fonctionnement ; il vient :

$$(S/N) = 10^4 ; \qquad (C/N) = 16$$

La formule (27) permet de déterminer m :

$$3m^2 = \frac{10^4}{16}, \quad \text{d'où :} \quad m = 14{,}5.$$

On en déduit, d'après (26), la largeur de bande hertzienne :

$$B = 155 \text{ Mc/s}.$$

La compression de fréquence est obtenue par contre-réaction. Pour ramener l'indice à $m' = 0{,}1$, le gain de boucle G, déterminé par la formule classique de la réaction,

$$m' = \frac{m}{1+G}, \tag{30}$$

doit être égal à 144 en amplitude (43 dB).

En dehors de la question fondamentale du rapport signal/bruit, d'autres sujétions particulières à la transmission télévisuelle doivent être prises en considération.

Etant donné la vitesse des satellites (plusieurs km/s), l'effet Doppler-Fizeau peut provoquer des glissements de fréquence de l'ordre de 10^{-5}. Vu l'ordre de grandeur des largeurs des bandes passantes, aucun problème de poursuites en fréquence ne se pose. D'autre part, pour la télévision en noir et blanc ainsi que pour le système NTSC, une légère transposition des fréquences est sans effet notable. Dans le cas du système SECAM qui comporte un étalon de temps dans le récepteur (la ligne à retard correspondant à la durée d'une ligne d'analyse), il y a théoriquement un effet mais un décalage relatif de fréquence de 10^{-5} provoque, à la fin de chaque ligne, un défaut de superposition dont l'ordre de grandeur reste bien au-dessous de celui d'un point d'image.

Le décalage de temps entre l'image et le son devrait rester dans les limites -35, $+100$ ms ($+$ signifie : son en retard). Ces limites sont fréquemment dépassées entre un itinéraire terrestre et un itinéraire par satellite, aussi est-il recommandable de multiplexer le son et l'image pour les transmettre par la même voie. D'ailleurs cette façon de faire, qui est courante sur les faisceaux hertziens de l'O.R.T.F., s'est révélée très avantageuse au point de vue exploitation.

3.2. Relais passif omnidirectionnel

Soit P_e la puissance d'émission et S la surface effective de l'aérien. La densité de puissance à la distance r_1 où se trouve le satellite est :

$$P_e \frac{4\pi S}{\lambda^2} \frac{1}{4\pi r_1^2}.$$

La fraction de la puissance rayonnée omnidirectionnellement par le satellite de surface Σ, captée à la distance r_2 du récepteur par un aérien de surface S, donne la puissance de réception :

$$P_r = P_e \frac{4\pi S}{\lambda^2} \frac{\Sigma}{4\pi r_1^2} \frac{S}{4\pi r_2^2}. \tag{31}$$

Supposons que le satellite soit constitué par une sphère conductrice réfléchissante (genre satellites « Echo ») de rayon a ; on peut admettre, avec Pierce, que sa surface radioélectrique Σ est égale à celle de son disque apparent :

$$\Sigma = \pi a^2 \tag{32}$$

On en déduit :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{4} \frac{S^2 a^2}{\lambda^2 r_1^2 r_2^2}. \tag{33}$$

Le maximum d'affaiblissement de propagation que

l'on peut rencontrer est obtenu lorsqu'on donne simultanément à r_1 et à r_2 leurs valeurs maximales possibles. Celles-ci sont évidemment égales à la distance à laquelle le satellite est vu au-dessus de l'horizon avec l'élévation minimale admise. Prenant 7,25° comme valeur de cette élévation, il vient, pour un satellite à 4 800 km d'altitude : $r_1 = r_2 = 8\,500$ km au maximum.

Pour les autres paramètres, retenons les valeurs suivantes :

S = 1 200 m² (aériens de 50 m de diamètre ayant un rendement voisin de 60 %) ;

$2a$ = 30 m ;

λ = 15 cm (f = 2 000 Mc/s).

il vient :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{4}\,\frac{(1{,}2)^2 \cdot 10^6 \cdot (15)^2}{(0{,}15)^2 \cdot (8{,}5)^4 \cdot 10^{24}} \# 0{,}68 \cdot 10^{-18}, \qquad (34)$$

soit un *affaiblissement de propagation voisin de 182 dB.*

Pour satisfaire aux relations (28) et (29), il faut :

$$P_r \geqslant 32kTB_1 \qquad (35)$$

Etant donné l'angle d'élévation minimal choisi, on peut admettre T = 20 °K, d'où :

$$P_r \geqslant 32 \times 1{,}38 \cdot 10^{-23} \times 20 \times 5 \cdot 10^6 = 4{,}4 \cdot 10^{-14}\ \text{W} \qquad (36)$$

On en déduit :

$$P_e \geqslant \frac{4{,}4 \cdot 10^{-14}}{0{,}68 \cdot 10^{-18}} \# 65\ \text{kW}.$$

La puissance nécessaire se situe donc dans la gamme 50 - 100 kW.

Si l'on passait de 2 000 à 8 000 Mc/s, le facteur λ^2 de (33) ferait ressortir un gain de 16 en puissance ; toutefois, ce gain se trouverait ramené aux environs de 12, car la température de bruit est déjà plus élevée à cette nouvelle fréquence. La puissance se situerait maintenant dans la gamme 5 - 10 kW.

Pour l'une et l'autre hypothèse, des réalisations peuvent donc être envisagées dans l'état actuel de la technique. L'obtention des puissances calculées exige la mise en parallèle de plusieurs klystrons. De telles expériences ont effectivement eu lieu, à une échelle toutefois légèrement réduite.

A l'occasion du lancement, le 12 août 1960, du satellite « Echo I » ($2a$ = 30 m) par la NASA, les Laboratoires Bell entreprirent une série d'expériences relatées dans le « Bell System Technical Journal » de juillet 1961, notamment par JAKES [24] sur un ensemble de liaisons dont l'une, reliant Goldstone (Californie) à Holmdel (New Jersey), était d'environ 4 000 km. Des essais comparatifs furent faits sur des fréquences voisines de 1 000 et de 3 000 Mc/s, dans les conditions suivantes :

a) Liaison à 960 Mc/s :

— Emission : paraboloïde de diamètre 18 m,

— Réception : paraboloïde de diamètre 25 m :

b) Liaison à 2 390 Mc/s :

— Emission : paraboloïde de diamètre 25 m,

— Réception : cornet « Hog-horn » d'ouverture 6 m × 6 m.

Puissance d'émission : 10 kW dans tous les cas, onde polarisée circulairement.

Réception par maser ou, à défaut, par amplificateur paramétrique, possibilité de mesures indépendantes dans deux plans de polarisation perpendiculaires.

Il sortirait du cadre de cet exposé de donner plus de détails sur ces expériences qui n'ont pas comporté de transmissions d'images animées, mais seulement des transmissions de téléphonie et de fac-similé. Les résultats qualitatifs obtenus furent satisfaisants et le dépouillement des enregistrements montre une concordance remarquable (souvent ±5 dB) entre les valeurs expérimentales des rapports signal/bruit et les valeurs prédéterminées par le calcul. Ces expériences ont permis également de mettre au point les dispositifs de poursuite du satellite dont le fonctionnement exige un ensemble complexe de calculatrices et de servomécanismes. Enfin, elles ont été instructives en ce qui concerne l'effet de la réflexion par le satellite sur la polarisation des ondes.

Presque deux ans plus tard (22 avril 1962), alors que « Echo I » paraissait avoir perdu la moitié de ses dimensions initiales et avoir pris une forme très irrégulière, de nouvelles expériences furent faites entre Camp Parks (près de San Francisco) et Millstone Hill (près de Boston), soit une distance de plus de 4 500 km. L'altitude du satellite était 1 600 km. Ces essais sont brièvement relatés dans [25].

La fréquence porteuse était 8 350 Mc/s, les diamètres des aériens 18 m et la puissance à l'émission 20 kW. Le récepteur comportait un maser comme étage d'entrée. Le calcul prévoit un rapport signal/bruit d'environ 10 dB, ce qui correspond bien aux constatations expérimentales. Une image de télévision fut transmise : sa qualité ne pouvait être que médiocre avec un rapport signal/bruit aussi faible. De plus, la réception était affectée d'une scintillation intense et rapide attribuée à la rotation sur lui-même du satellite fortement déformé. Le succès de cette expérience tient aux progrès accomplis dans le domaine de la poursuite du satellite, laquelle posait des problèmes difficiles étant donné l'emploi de faisceaux extrêmements étroits : λ/a = 2 milliradians. D'après leurs auteurs, ces essais préludaient à une autre série d'expériences envisagées pour la fin de 1962, lors du lancement de « Echo II » ($2a$ = 40 m). Ces dernières n'ont vraisemblablement pas eu lieu, le projet ayant dû être supplanté par le projet « Telstar » dont nous parlerons plus loin.

Avant d'en finir avec les satellites passifs omnidirectionnels, indiquons que l'on peut envisager d'employer la Lune comme réflecteur. Les premiers échos-radars lunaires obtenus remontent aux alentours de 1946 et une liaison phonique fut obtenue dans de bonnes conditions [24] entre Goldstone et Holmdel, au cours des préparatifs des expériences avec « Echo I ». Toutefois, le type de modulation qu'il convient d'employer est la modulation d'amplitude, car les systèmes à bande large, tels que ceux à modulation de fréquence d'indice élevé, donnent des signaux inintelligibles. Cela s'explique par la rugosité du sol lunaire sur lequel on rencontre des dénivellations de plusieurs centaines, voire milliers de mètres à l'intérieur de la zone irradiée par le faisceau. Il en résulte des voies de propagation multiples ayant des trajets de longueurs différentes.

Il n'y a donc pas d'espoir de relayer la télévision par réflexion sur la Lune. On peut trouver dans [26] quelques données supplémentaires sur ce sujet.

La même conclusion s'applique aux systèmes qui consistent à répandre dans l'espace une multitude d'aiguilles réflectrices, approximativement demi-onde, pour créer une intense diffusion spatiale (projet West Ford qui, malgré les protestations générales, a fini par aboutir. On pourrait, pour définir les propriétés diffusantes des nébulosités annulaires ainsi constituées autour de la Terre, répéter ce qui a été dit au § 2.2 à propos des transmissions transhorizon par diffusion, et il apparaîtrait, par l'application de (25) à des hypothèses raisonnables sur la portée, que les bandes passantes obtenues seraient beaucoup trop faibles pour la transmission de télévision (Cf. [27] et d'une façon générale l'ensemble du numéro des Proc. I.E.E.E. cité).

3.3. Relais passif directif

Au lieu d'employer un relais passif omnidirectionnel, on peut envisager de constituer le satellite de telle sorte qu'il renvoie l'énergie dans une direction préférentielle donnée. L'emploi de réflecteurs plans conduirait à la nécessité de stabiliser l'attitude du satellite avec une précision difficilement réalisable ; aussi, il semble plus adéquat de rechercher des systèmes fonctionnant à la manière des « cataphots » des automobiles, c'est-à-dire renvoyant le rayon réfléchi dans une direction liée à celle du rayon incident et non à l'orientation du système réfléchissant.

Pour réaliser de tels systèmes, on peut mettre à profit les propriétés des trièdres réflecteurs, des réseaux de van Atta et des lentilles de Luneburg inversées [28]. Des raisons évidentes de symétrie font que, dans tous ces systèmes, la direction centrale de réflexion est la même que la direction d'incidence ; aussi, le faisceau réfléchi doit être défocalisé pour qu'il remplisse un cône dont le demi-angle au sommet soit au moins égal à l'angle que font les stations terrestres, vues du satellite.

Il résulte de ce fait que le gain dû au pouvoir directif du relais passif est limité aux valeurs approximatives consignées dans le tableau ci-dessous, concernant la liaison de 3 300 km (Terre-Neuve — Iles Hébrides) prises comme exemple par Pierce et Kompfner. Nous avons supposé, pour établir ce tableau, que le satellite pouvait passer au zénith du centre de la liaison.

h (km)	500	1 000	3 000	10 000	36 000 (8)
Gain max. possible	1,2 (0,8 dB)	1,5 (1,9 dB)	4,8 (6,8 dB)	38 (16 dB)	500 (27 dB)

On voit que c'est seulement pour les satellites lointains que la directivité peut permettre une économie notable de puissance d'émission. Malheureusement, la formule (33) montre que l'affaiblissement varie comme la 4e puissance de l'altitude du satellite. Malgré le gain théorique qui croît comme le carré de l'altitude, l'affaiblissement calculé devient prohibitif.

En ce qui concerne les satellites proches, il est facile de constater que, si l'on veut limiter le gain par la *diffraction*, on est conduit à des dimensions $2a$ dérisoires, inférieures au mètre. Ainsi, c'est par effet de *divergence* que le faisceau réfléchi doit être élargi.

En conclusion, si l'on tient compte des complications technologiques impliquées par la réalisation de tels satellites, les relais passifs directifs ne paraissent présenter guère d'intérêt pour la télévision. Il faut néanmoins indiquer que la durée de vie d'un satellite [28] est liée au quotient de sa masse par sa surface « de prise au vent ». A cet égard, les satellites ballons sont défavorisés ; de plus, ils sont vulnérables à l'action des météorites. Ces raisons pourraient ressusciter l'intérêt de satellites constitués par des ensembles de dipôles, par exemple tels que les réseaux de van Atta décrits par Hansen [29].

3.4. Relais actif

Reprenons la méthode d'approche de Pierce et Kompfner, en la simplifiant pour ne conserver que les éléments essentiels du problème.

Considérons tout d'abord le cas où les aériens du satellite sont de petites dimensions et où leur gain ne diffère pas notablement de l'unité. Soit S la surface effective des aériens terrestres, tant à l'émission qu'à la réception.

Dans cette hypothèse, l'affaiblissement de transmission dans le sens Terre-Satellite est donné par :

$$\frac{P_1}{P_e} = \frac{S^2}{4\pi r_1^2}. \qquad (37)$$

Avec les mêmes valeurs numériques qu'au paragraphe 3.2., il vient :

$$\frac{P_1}{P_e} = \frac{1\,200}{12{,}5 \cdot (8{,}5)^2 \cdot 10^{12}} \# 1{,}3 \cdot 10^{-12}$$

(8) Satellite synchrone (environ 42 000 km du centre de la Terre).

Il apparaît que, avec des puissances d'émission de l'ordre du kilowatt, la puissance utile à l'entrée du récepteur sera de l'ordre de 10^{-9} W. La comparaison avec (36) montre que la réalisation du récepteur ne présentera aucune difficulté et que celui-ci pourra être petit et léger.

L'affaiblissement dans le sens Satellite-Terre sera, si nous appelons P_2 la puissance émise par le satellite :

$$\frac{P_r}{P_2} = \frac{S}{4\pi r_2^2}, \qquad (38)$$

du même ordre de grandeur que (37).

Dans les mêmes conditions de réception qu'au paragraphe 3.2., c'est-à-dire avec $P_r \geqslant 4{,}4 \cdot 10^{-14}$ W, on trouve que la puissance d'émission P_2 du satellite doit être :

$$P_2 \geqslant \frac{4{,}4 \cdot 10^{-14}}{1{,}3 \cdot 10^{-12}} \text{ W} = 35 \text{ mW}.$$

L'obtention d'une puissance aussi faible ne nécessite, elle aussi, que la mise en œuvre de moyens légers.

La situation se trouve encore améliorée si l'on fait intervenir un certain gain d'antenne, accessible au prix d'une certaine stabilisation de l'attitude du satellite. La suite du développement du problème est affaire de technologie ; nous ne l'aborderons pas ou, plutôt, nous examinerons seulement les solutions adoptées dans des systèmes effectivement réalisés.

3.4.1. *Transmissions par Telstar*

Le satellite actif « Telstar », réalisé par les laboratoires Bell, fut lancé le 10 juillet 1962 et permit presque aussitôt d'assurer des transmissions entre les stations américaines de Holmdel et d'Andover, la station britannique de Goonhilly et la station française de Pleumeur-Bodou. Nous nous limiterons à quelques brèves considérations sur les matériels ayant assuré des liaisons de télévision entre Andover et Pleumeur-Bodou. On peut trouver de plus amples détails dans [30] et [31].

L'équipement des stations terrestres est identique, chacune d'elles comportant l'ensemble du matériel nécessaire à l'émission et à la réception. La liaison est donc bilatérale ; de plus, les dispositions ont été prises pour permettre le fonctionnement simultané dans les deux sens (duplex).

Le satellite Telstar, de forme polyédrique très voisine d'une sphère, a été lancé suivant une orbite assez fortement elliptique (altitude variant de 950 à 5 650 km du périgée à l'apogée) contenue dans un plan faisant 45° avec le plan de l'équateur terrestre. Il est animé d'un mouvement de révolution sur lui-même autour d'un axe à peu près perpendiculaire au plan de l'écliptique, cette disposition ayant pour but d'assurer le meilleur ensoleillement possible des cellules solaires qui fournissent l'énergie nécessaire aux organes de bord. Les aériens de réception et d'émission destinés à la retransmission de télévision sont constitués par deux séries d'antennes à fentes disposées au voisinage de l'équateur du satellite. Le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan équatorial et, dans le plan d'un méridien, le diagramme semble comparable à celui d'un dipôle. De cette façon, la rotation du satellite ne provoque aucun effet gênant et le trafic peut être assuré en liaison avec les stations terrestres, même si celles-ci sont angulairement éloignées du plan de l'équateur du satellite. Les organes actifs de ce dernier consistent essentiellement en un récepteur-réémetteur fonctionnant par transposition de fréquence. La fréquence émise est décalée d'une quantité constante par rapport à la fréquence reçue et la réémission cesse en l'absence d'onde reçue. La bande passante du système de transposition a été prévue suffisamment large pour que le satellite puisse relayer deux voies simultanément, possibilité mise à profit dans le fonctionnement en duplex. Néanmoins, pour que les distorsions non linéaires ne viennent pas créer une intermodulation entre les deux voies, les deux niveaux de réception doivent être approximativement équilibrés et maintenus entre certaines limites. Cela nécessite le réglage de la puissance d'émission en fonction de la distance du satellite.

Lorsque le fonctionnement est unilatéral, les valeurs des fréquences porteuses employées sont approximativement les suivantes :

— sens Terre-Satellite : $f_1 = 6\,390$ Mc/s ;

— sens Satellite-Terre : $f_2 = 4\,170$ Mc/s.

L'émission terrestre est modulée en fréquence avec une excursion de $\pm$ 7 Mc/s, et la fréquence de modulation maximale transmise est $f_c = 2{,}5$ Mc/s. Il en résulte que la largeur du spectre de l'onde modulée est voisine de 20 Mc/s.

Lorsque l'on veut fonctionner en duplex, l'une des stations émet sur $f_1 + 5$ Mc/s et l'autre sur $f_1 - 5$ Mc/s. Le satellite restitue simultanément les fréquences $f_2 + 5$ Mc/s et $f_2 - 5$ Mc/s qui sont reçues par les deux stations. Chacune d'elles élimine par filtrage l'onde modulée provenant d'elle-même, pour conserver seulement l'onde utile. La largeur de bande de chacune des ondes modulées doit, dans ce cas, ne pas dépasser 10 Mc/s, ce qui, si l'on conserve $f_c = 2{,}5$ Mc/s, oblige à réduire l'indice aux environs de 1,2, d'où une excursion de fréquence limitée à $2{,}5 \times 1{,}2 = 3$ Mc/s (perte de rapport signal/bruit : 7,4 dB par rapport au fonctionnement unilatéral).

Les aériens terrestres, du type cornet-réflecteur, sont une extrapolation de celui employé à Holmdel pour la réception de « Echo ». Leur embouchure circulaire a une surface de plus de 250 m² et ses caractéristiques essentielles sont les suivantes :

— à 6 390 Mc/s :
Efficacité : 65 % ; gain : 60 dB environ ;

— à 4 170 Mc/s :
Efficacité : 70 % ; gain : 57 dB environ.

Les ouvertures à 3 dB des faisceaux sont voisines de 0,2°.

Les aériens, montés dans des dispositifs mécaniques

de très grande précision qui permettent le pointage à mieux que 0,1° près, sont placés, sous de vastes radomes. L'ensemble de l'installation, vu du récepteur, présente une température de bruit de l'ordre de 25 °K, dont une dizaine seulement pour l'antenne proprement dite. De même qu'il avait déjà été fait dans le projet « Echo », on évite la nécessité de faire une poursuite du plan de polarisation en émettant systématiquement des ondes à polarisation circulaire. De plus, on a fait en sorte que les ondes émises et reçues tournent en sens opposé. A l'intérieur des guides, un dispositif analogue à une lame quart d'onde d'optique convertit les deux polarisations circulaires en des polarisations rectilignes, respectivement perpendiculaires. Cette disposition facilite la séparation des voies émission et réception lors du fonctionnement en duplex.

Le tube final de l'émetteur est un tube démontable à onde progressive, capable de fournir au moins 2 kW. De sérieuses précautions sont nécessaires pour assurer la stabilité du fonctionnement de ce tube. Comme on l'a vu, le réglage de la puissance d'émission est nécessaire : la commande correspondante est automatique et actionnée par une calculatrice.

L'étage d'entrée du récepteur est un maser à onde progressive, de gain 40 dB, de bande passante 25 Mc/s et de température de bruit inférieure à 4 °K. Le bruit total de l'ensemble récepteur + guide + antenne + radome est inférieur à 30 °K.

L'équipement radioélectrique du satellite est très analogue à celui d'un relais hertzien classique. On note, à ce propos, que les normes de transmission sont elles-mêmes très analogues à celles d'un faisceau hertzien classique et qu'on n'a pas jugé utile de prendre autant de précautions qu'on ne l'avait fait pour le projet « Echo ». L'oscillation reçue à 6 390 Mc/s (puissance de l'ordre de 10^{-9} W) subit un changement de fréquence par battement avec une oscillation locale à 6 300 Mc/s. Il en résulte la fréquence intermédiaire de 90 Mc/s sur laquelle on effectue la majeure partie de l'amplification. Un nouveau changement de fréquence avec une oscillation locale à 4 080 Mc/s fournit la fréquence d'émission de 4 170 Mc/s. L'étage de sortie est constitué par un tube à onde progressive, tous les autres étages étant réalisés au moyen de transistors ou de diodes « varicap ». La puissance d'émission est d'environ 2 W.

Telstar a fonctionné régulièrement entre juillet et novembre 1962, transmettant, en diverses circonstances mémorables, des images de télévision que chacun a pu voir (après conversion aux normes françaises) mais dont nous ne pouvons définir la qualité chiffrée. En novembre 1962, la télécommande a donné des signes de défaillance ; puis, après une amélioration temporaire, elle a cessé définitivement de fonctionner en février 1963. Un nouveau Telstar, à orbite encore plus excentrique que le premier, a été lancé en mai 1963.

Si l'on peut douter de l'intérêt pratique de ces satellites, tant qu'ils ne seront pas très nombreux à se relayer pour assurer des liaisons permanentes de point à point [19], [32], il n'en reste pas moins que ces expériences ont apporté de copieuses données sur le comportement des semiconducteurs dans l'espace extra-terrestre. En effet, Telstar circule, à son apogée, dans la zone intérieure de van Allen dont on sait qu'elle contient des protons de grande énergie, particulièrement nocifs.

3.4.2. *Autres réalisations et projets*

A la fin de 1962, le satellite « Relay 1 » a été placé sur une orbite un peu plus élevée que celle de Telstar. Si la disposition des organes est différente (forme plus cylindrique, antennes portées par une hampe) pour augmenter la surface d'ensoleillement, le principe de ce satellite est le même que précédemment. Toutefois, la fréquence de fonctionnement est plus basse (1 725 Mc/s) et la puissance d'émission plus grande (10 W). Pour communiquer avec Relay, les stations d'Andover et de Pleumeur-Bodou ont été équipées, juste à la base de l'antenne en cornet, d'un coupleur permettant de raccorder l'émetteur et le récepteur à 1 725 Mc/s. A notre connaissance, le fonctionnement en duplex n'a pas été prévu, en ce qui concerne la télévision.

Les premières retransmissions de télévision par *satellite synchrone* ont été effectuées au moyen de Syncom II, lancé en juillet 1963. Ce satellite qui, vu de la terre, paraissait osciller à 36 000 km au-dessus de l'embouchure de l'Amazone, fonctionnait comme Telstar par transposition de fréquence. Les fréquences porteuses issues du sol étaient voisines de 7 360 Mc/s et le satellite les transposait sur 1 820 Mc/s environ, avec une puissance d'émission de 2 W. Le satellite, constitué d'une façon analogue à Relay, tourne à raison de 2 tr/s autour de son axe de révolution, lequel est perpendiculaire au plan de l'orbite. Ainsi la terre reste constamment dans le plan de l'équateur du satellite et le diagramme de directivité de celui ci est de révolution avec une ouverture de faisceau d'environ 25°. Le gain obtenu est de 5,5 dB. L'antenne est du type coaxial à fente et rayonne une onde polarisée rectiligne.

Les stations « transportables » terrestres comportaient des aériens de 9 m (gain 42 dB à la réception sur 1 820 Mc/s et 54 dB à l'émission sur 7 360 Mc/s), un émetteur de 20 kW et un récepteur à amplificateur paramétrique ayant une température de bruit de 200 °K. Les ondes émises étaient polarisées circulairement et il y avait poursuite du plan de polarisation à la réception.

Si, sur ces données [33], on reprend le calcul des affaiblissements de propagation, on trouve que la puissance reçue par Syncom II est d'environ 3.10^{-10} W et que celle retransmise au sol ne dépasse pas 3.10^{-14} W Si la transmission vers le satellite est relativement confortable, il n'en est pas de même pour le retour au sol car l'application de (35) limite la bande B_1 du signal aux environs de 350 kc/s.

De fait, bien que Syncom II ait comporté deux chaînes d'amplification : l'une à double bande étroite, l'autre à large bande, les expériences ont porté principalement sur les transmissions de télégraphie, de téléphonie et de fac-similé. [33] signale qu'une image de télévision a été également transmise mais sa récep-

tion a été effectuée à Andover avec une installation dont les performances étaient probablement très supérieures à celles qui viennent d'être décrites.

Si ces expériences n'ont pas eu beaucoup de publicité en dehors des milieux spécialisés, par contre les retransmissions de télévision réalisées au moyen de Syncom III eurent une période de célébrité à l'occasion des Jeux Olympiques de Tokyo (octobre 1964). Ce satellite, lancé par la NASA en août 1964 fut placé sur une orbite « synchrone » et mis en stationnement au-dessus de l'Océan Pacifique, par 180° de longitude. L'immobilité apparente de Syncom III fut réalisée avec beaucoup plus de précision que celle de Syncom II. Nous manquons encore de précisions sur l'équipement radioélectrique de Syncom III mais il y a lieu de penser qu'il est analogue à la chaîne à large bande de son prédécesseur. La liaison transpacifique établie reliait Kashima (Japon) à Point Mugu (Californie). Pour améliorer le rapport signal/bruit, les normes video à l'entrée de la station de Kashima furent modifiées comme suit :

— remplacement du signal de synchronisation normal par des trains d'ondes sinusoïdales comprises dans l'intervalle de luminance du signal,

— préaccentuation non linéaire avantageant les demi-teintes sombres.

Les résultats obtenus furent très satisfaisants. Sur la douzaine d'heure de programmes ainsi transmis d'Asie en Amérique, une heure et demie (par tranches de 15 minutes) fut même retransmise d'Amérique en Europe par l'intermédiaire de Relay I. Bien entendu un enregistrement était nécessaire entre la réception de Syncom et la réémission vers Relay dont il fallait attendre le passage.

C'est ainsi que les retransmissions par satellites sont aujourd'hui entrées dans le domaine des réalités.

***

Nous remercions Monsieur le Professeur GRIVET, Président de la SFER, de nous avoir incité à publier le présent article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CCIR. — Avis n° 421 : Spécification pour une transmission de télévision monochrome sur une grande distance. Documents de la X^e Assemblée Plénière, Genève, 1963, Vol. V, p. 70.

[1bis] CCIR. — Rapport n° 316 : Spécification pour une transmission de télévision en couleur sur une grande distance. Documents de la X^e Assemblée Plénière, Genève, 1963, Vol. V, p. 195.

[2] RTF. — Spécification technique SN 221 H.

[3] B.B.C. — Memorandum n° 6.42/63 (Hors Commerce).

[4] GOUSSOT L. — Cours de technologie video, professé à l'ENST - Chapitre 2, Fiche VT 2.21. (Hors commerce).

[5] CCIR. — Avis n° 405 : Caractéristiques de préaccentuation pour les faisceaux hertziens de télévision à modulation de fréquence. Doc. de la X^e Assemblée Plénière, Genève, 1959, IV, p. 86.

[6] Mc ILWAIN, DEAN. — Principles of Color Television, Wiley, New York, 1956.

[7] CABREY R.L. — Video Transmission over Telephone Cable Pairs by P.C.M. *Proc. I.R.E.*, Vol. 48, n° 9, sept. 1960, pp. 1546-1561.

[8] MILLER S.E. — Waveguide as a Communication Medium. *Bell Syst. Techn. J.*, Vol. 33, n° 6, nov. 1954, pp. 1209-1265.

[9] JOUGUET M. — *(Suite d'articles concernant les incidences de divers effets perturbateurs sur la propagation d'une onde TE_{01} en guides circulaires). Câbles et Transmission* : vol. 1, n° 2, juillet 1947, pp. 133-153 ; vol. 2, n° 4, octobre 1948, pp. 257-284 ; vol. 14, n° 4, octobre 1960, pp. 270-274 ; vol. 15, n° 1, janvier 1961, pp. 3-26.

[10] OLIVER B.M. — Some Potentialities of Optical Masers. *Proc. I.R.E.*, vol. 50, n° 2, fév. 1962, pp. 135-141.

[11] Gas lenses may be the key to long-distance comm. *International Electronics*. Octobre 1964.

[12] HIRANO J., FUKATSU Y. — Stability of a light beam in a beam waveguide. *Proc. IEEE.*, vol. 52, n° 11, nov. 1964, pp. 1284-1292.

[13] DONJON J. — Réalisation de modulateurs de lumière, à large bande, utilisant l'effet Pockels dans des cristaux de KH_2PO_4. Thèse 3^e cycle, Fac. Sc. Paris-Orsay, mars 1965.

[14] ENGSTROM E.W. — Absolute spectral response characteristics of photosensitive devices. *R.C.A. Rev.*, juin 1960, pp. 184-190.

[15] BOOKER H.G., GORDON W.E. — A Theory of Radio Scattering in the Troposphere. *Proc. I.R.E.*, vol. 38, n° 4, avril 1950, pp. 401-412.

[16] DUCOT C. — Détection d'un signal véhiculé par une porteuse incohérente. *L'Onde Electrique*, vol. 43, n° 433, avril 1963, pp. 452-455.

[17] LAWRENCE R.S. *et al.* — A Survey of Ionospheric Effects upon Earth-Space Radio-propagation. *Proc. IEEE*, vol. 52, n° 1, janv. 1964, pp. 4-27.

[18] PIERCE J.R. — Orbital Radio Relays. *Jet propulsion*, vol. 25 avril 1955, pp. 153-157.

19] PIERCE J.R., KOMPFNER R. — Transoceanic Communication by Means of Satellites. *Proc. I.R.E.*, vol. 47, n° 3, mars 1959, pp. 372-380.

[20] SANDERS R.W. — Communication Efficiency Comparison of Several Communication Systems. *Proc. I.R.E.*, vol. 48, n° 4, avril 1960, pp. 575-588.

[21] CARSON J.R. — Frequency - Modulation : Theory of the Receiving Feedback Circuit. *Bell System Techn. J.*, vol. 18, juillet 1939, pp. 395-403.

[22] CHAFFEE J.G. — Application of Negative Feedback to Frequency-Modulation Systems. *Bell System Techn. J.*, vol. 18, juillet 1939, pp. 404-437.

[23] CARDOT C. — La compression de fréquence et son utilisation pour les télécommunications par satellites. *L'Onde Electrique*, vol. 43, n° 432, mars 1963, pp. 361-365.

[24] JAKES W.C. Jr. — Participation of Bell Telephone Laboratories in Project Echo and Experimental Results. *Bell System Techn. J.*, vol. 40, n° 4, juillet 1961, pp. 975-1028.

[25] HAMILTON D.H. Jr *et al.* — Transcontinental Satellite Television Transmission. *Proc. I.R.E.*, vol. 50, n° 6, juin 1962, pp. 1522-1523.

[26] INGALLS R.P. *et al.* — Band-pass Measurement of a Lunar Reflection Circuit. *Proc. I.R.E.*, vol. 49, n° 3, mars 1961, pp. 631-632.

[27] LEBOW I.I. *et al.* — The West Ford Belt as a communication medium. *Proc. I.E.E.E.*, vol. 52, n° 5, mai 1964, pp. 543-563.

[28] RYERSON J.L. — Passive Satellite Communication. *Proc. I.R.E.*, vol. 48, n° 4, avril 1960, pp. 613-619.

[29] HANSEN R.C. — Communication Satellites Using Arrays. *Proc. I.R.E.*, vol. 49, n° 6, juin 1961, pp. 1066-1074.

[30] THUE M, HOUSSIN J.P. — Le projet Telstar et la station expérimentale de Pleumeur-Bodou. *L'Onde Electrique*, vol. 43, n° 432, mars 1963, pp. 341-360.

[31] VOGE J. — Télécommunications spatiales intercontinentales par satellites artificiels. *L'Onde Electrique*, vol. 43, n° 434, mai 1963, pp. 489-502.

[32] *Articles divers sur l'organisation de télécommunications par satellites : RCA Rev.* sept. 61, pp. 555-566 ; sept. 63, pp. 293-324 ; sept. 63, pp. 421-458; *Proc. I.E.E.E.* juil. 64, pp. 756-769.

[33] TOBIAS W.T. *et al.* — Communication operations with Syncom II. 1964 IEEE International Convention Record, Part 6, mars 1964, pp. 71-106.

BASES TECHNIQUES D'UNE ÉTUDE DE CHAMP EN ALTITUDE ET DE LA PROPAGATION D'ONDES T.B.F.

PAR

A. HAUBERT, J. PAPET-LÉPINE, A. VASSY et E. VASSY

Faculté des Sciences de Paris

Physique de l'atmosphère

Introduction

En 1954, nous avions déjà mis en évidence, à l'aide d'une fusée Véronique, une différence de comportement en altitude entre les ondes moyennes et les ondes longues [8]. Il paraissait donc intéressant d'étudier la variation du champ en altitude aux très basses fréquences, en utilisant l'émetteur de Sainte-Assise auquel il nous était possible de demander des émissions sur ondes entretenues pures.

Le but de la présente publication est de montrer les bases techniques sur lesquelles reposent les mesures qui ont été effectuées avec les objectifs suivants : vérifier le coefficient d'atténuation des ondes sur cette fréquence, mesurer l'atténuation relative du signal en altitude pour en déduire l'absorption dans les basses couches, enfin, mesurer les composantes du champ magnétique dans trois directions orthogonales. Ces mesures ont été complétées par des mesures au sol, à différentes distances de l'émetteur, en des lieux différents de latitude et de longitude géomagnétique.

1. Appareillage utilisé

1.1. Equipement des fusées

Le récepteur spécial conçu au laboratoire et réalisé en série par les Ateliers de Bagneux (LPA) comporte cinq étages à liaison par circuits accordés sur les fréquences de 16,8 kHz. Un circuit de contre-réaction, constitué par un doubleur de tension à diodes, permet d'obtenir une tension continue de sortie de 0 à 5 V pour des valeurs de champ électrique s'étendant de 100 μV/m à 20 mV/m. L'ensemble des composants électroniques, à l'exception des alimentations, est contenu dans un volume cylindrique de 250 mm de hauteur sur 110 mm de diamètre.

Le choix du capteur de ce récepteur s'est porté sur un cadre solénoïde de 120 mm de diamètre comportant 500 spires bobinées sur un mandrin en plexiglass. En effet, les mesures à effectuer se faisant sur une fréquence fixe de basse fréquence, il nous a semblé que leur simplicité, favorable au maintien de la précision, était préférable au cadre blindé surtout répandu dans le domaine des fréquences plus élevées. Toutefois, pour éliminer l'effet d'antenne, le montage du cadre a été particulièrement soigné. Depuis les travaux de Mesny [1], la théorie de l'effet d'antenne est maintenant bien connue et reprise par tous les traités de radiogoniométrie [2, 3].

Le montage classique adopté ici est représenté sur la figure 1. Le cadre accordé a son point milieu à la terre. On s'arrange pour que la symétrie des deux bobines ainsi constituées soit parfaite, de telle façon que les capacités réparties et la capacité du fil de l'un des côtés soient exactement les mêmes que celles de

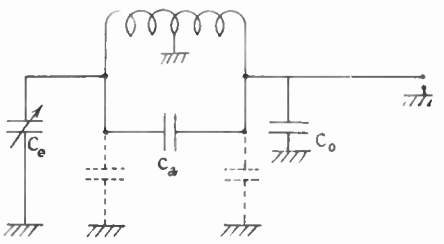


Fig. 1. — Schéma du cadre compensé. Ca : capacité d'accord, Co : capacité du câble et Ce : capacité d'équilibre.

l'autre côté. Une f.é.m. induite dans l'un des circuits sera forcément annulée par la même f.é.m. induisant dans l'autre circuit, par raison de symétrie. Seule subsistera la f.é.m. induite par la composante magné-

tique du champ électromagnétique. La sortie du capteur sera prise entre le point milieu (la masse) et un des côtés du circuit. Pour éviter que la capacité du fil blindé de liaison avec l'amplificateur ne déséquilibre le circuit, une capacité égale sera placée de l'autre côté du circuit.

Toutes les mesures de mise au point de ces circuits ont été réalisées au Q-mètre selon une technique bien connue [4].

La bande passante de l'ensemble capteur-récepteur est de 100 Hz à −3 dB (fig. 2). Mais il faut tenir compte que cette courbe a été relevée pour un niveau

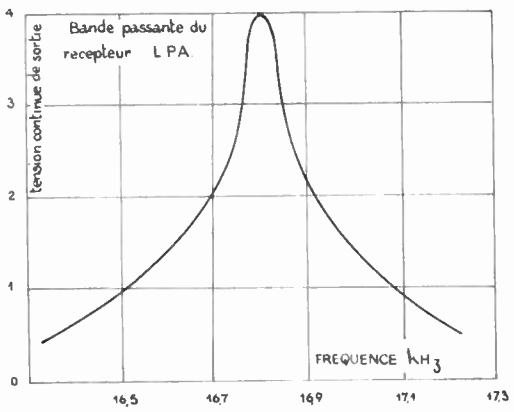


FIG. 2. — Bande passante du récepteur LPA à niveau d'entrée constant.

d'entrée constant. Or la courbe de réponse du récepteur n'est pas linéaire, c'est une courbe du type de celle de la figure 3. Ce qui signifie que pour une variation donnée du champ mesuré, la variation correspondante de la tension de sortie n'est pas proportionnelle. Il en résulte que, pour une tension de sortie

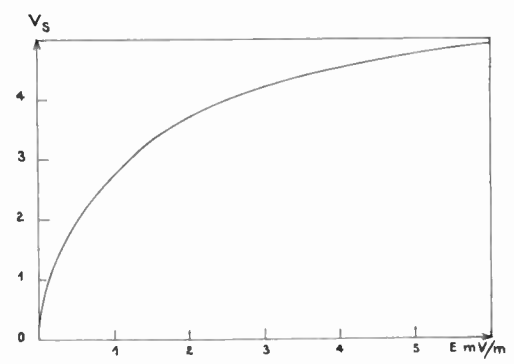


FIG. 3. — Tension de sortie du récepteur LPA en fonction du champ électrique équivalent.

constante, une variation de fréquence entraîne une variation importante du champ capté par le récepteur. Du fait de la courbe de réponse, on va donc trouver une bande passante beaucoup plus étroite que celle donnée sur la figure 2. La courbe ainsi obtenue (fig. 4) est, à ce moment-là, directement comparable à celle du mesureur de champ Stoddart (§ ci-après) qui tient compte, elle-même, de la courbe de réponse en amplitude de ce récepteur (fig. 5).

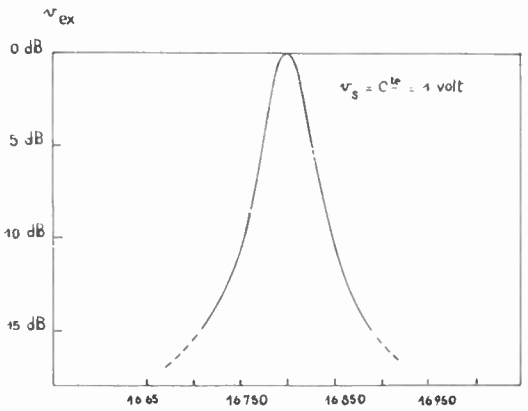


FIG. 4. — Bande passante du récepteur LPA à niveau de sortie constant.

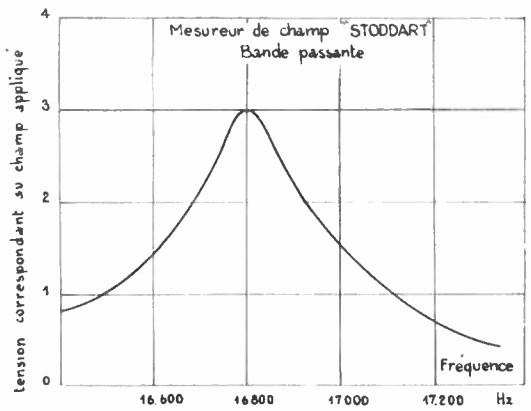


FIG. 5. — Bande passante du récepteur Stoddart à niveau de sortie constant.

1.2. APPAREILLAGE AU SOL

L'appareil utilisé pour la détermination directe de la valeur du champ électrique au sol est un « mesureur de champ » du type « Stoddart ». Basé sur le principe d'un récepteur à changement de fréquence, il comprend un système capteur constitué par un cadre. Ce système capteur permet, lorsque l'on connaît d'une façon suffisamment précise ses données géométriques et mécaniques, de prédéterminer la tension produite à ses bornes lorsqu'il est excité par un champ électromagnétique de fréquence connue. Si, d'autre part, on connaît, dans les mêmes conditions, la courbe de sensibilité du récepteur, il est possible d'étalonner directement ce récepteur en valeurs de champ électrique. Cet étalonnage est ensuite complété par un autre, identique à celui des récepteurs placés dans la fusée. Pour la fréquence utilisée dans l'expérience, soit 16,8 kHz, la bande passante de cet appareil est de 200 Hz à −3 dB (fig. 5).

Afin d'effectuer des comparaisons au sol, nous avons également utilisé un ensemble capteur-récepteur semblable à celui qui équipe les fusées, mais dont la sensibilité est considérablement augmentée.

L'équipement au sol est complété par un contrôle auditif permanent du signal transmis par l'émetteur

dont on mesure le champ électrique. L'appareil utilisé est un récepteur industriel « AME » du type « REG 1244 ».

Enfin, les relevés de l'état ionosphérique étaient effectués par un sondeur construit par le Centre National d'Etudes des Télécommunications.

L'émetteur dont on étudie la répartition du champ en altitude ainsi que les conditions de propagation est le poste de Sainte-Assise dont les caractéristiques principales sont :

— Coordonnées géographiques : 18°32′ lat. N ; 2°34′ long. E.

— Fréquence : 16,8 kHz définie à ± 10 Hz.

— Emission en porteuse pure.

— Puissance nominale : 250 kW.

— Aérien à rayonnement omnidirectionnel.

— Indicatif de l'émetteur FTA 2.

2. Etalonnage des récepteurs et diagramme de rayonnement

2.1. Méthode de la spire excitée

Pour pouvoir étalonner dans les mêmes conditions les deux types de récepteurs utilisés, nous avons employé la méthode de la spire excitée [5], plus précise que celle utilisant la notion de hauteur effective : cette dernière servant ici de simple vérification.

Le cadre du récepteur est placé coaxialement à la spire parcourue par un courant alternatif, les plans respectifs de la spire et du cadre étant parallèles entre eux. Le principe de cette mesure est simple : le champ magnétique produit par la spire induit une force électromotrice dans le cadre. Si l'on connaît la valeur du champ magnétique B sur l'axe, on en déduit facilement le champ électrique équivalent, en supposant :

$$E = cB$$

où c = vitesse de propagation des ondes.

Cependant, pour que la méthode d'étalonnage ainsi proposée soit valable, on doit s'assurer que le champ émis par la spire est uniforme dans la région où se trouve le cadre. Pour éviter cette condition délicate, il est préférable de modifier le principe de la mesure en partant directement d'un champ non uniforme, les dimensions géométriques du montage pratique imposant un tel champ.

Enfin, la méthode de la spire excitée permet, grâce aux composantes électriques du champ électromagnétique qu'elle produit, de vérifier si les cadres soumis à ce champ possèdent un effet d'antenne, donc d'obtenir le diagramme de rayonnement de ces cadres.

2.2. Composantes du champ électromagnétique produit par la spire

Les dimensions géométriques de la spire étant petites par rapport à la longueur d'onde utilisée, la répartition du courant I est constante le long de la spire, la charge linéique le long de la spire de rayon a vaudra :

$$q = \frac{I}{j\omega \cdot 2\pi a}. \tag{1}$$

Le système, ayant la symétrie de révolution, le potentiel vecteur $\vec{A}$ est tangent au cercle de rayon ρ sur le plan de la spire où l'on calcule le champ. Les composantes du potentiel-vecteur d'une part, et le potentiel scalaire V d'autre part, sont donnés par les relations suivantes [6] :

$$A_\rho = A_z = 0$$

$$A_\varphi = \frac{\mu_0 I}{4\pi}\int_C \frac{dl_y}{r}$$

$$= \mu_0 \frac{I}{\pi k}\sqrt{\frac{a}{\rho}}\left[\left(1-\frac{k^2}{2}\right)\mathfrak{I}_1(k) - \mathfrak{I}_2(k)\right] \tag{2}$$

et, d'après la relation (1) :

$$V = \frac{q}{4\pi\varepsilon_0}\int_C \frac{dl}{r} = \frac{1}{4\pi^2\varepsilon_0}\,\frac{I}{j\omega}\,k\mathfrak{I}_1(k) \tag{3}$$

avec :

$$k^2 = \frac{4a\rho}{(a+\rho)^2+d^2} \qquad \text{et} \qquad c^2 = \frac{1}{\mu_0\varepsilon_0}.$$

Dans ces formules, $\mathfrak{I}_1(k)$ et $\mathfrak{I}_2(k)$ désignent les intégrales elliptiques complètes de Legendre, respectivement de première et de seconde espèce, a le rayon de la spire excitatrice, d la distance séparant les plans de la spire du point où l'on calcule le champ, et ω la pulsation.

Nous aurons donc respectivement pour les composantes électriques et magnétiques :

$$\left.\begin{aligned} &E_z = -\frac{\partial V}{\partial z}, \quad E_\varphi = -\frac{\partial A_\varphi}{\partial t}, \quad E_\rho = -\frac{\partial V}{\partial \rho} \\ &B_z = \frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial \rho}(\rho A_\varphi), \quad B_\varphi = 0, \quad B_\rho = -\frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

2.3. Forces électromotrices induites dans le cadre

La force électromotrice u_m induite dans le cadre constitué de n spires est donnée par la formule générale :

$$u_m = -n\frac{d}{dt}\iint B_z ds.$$

Si ρ_o désigne le rayon moyen des spires de la bobine soumis à l'induction magnétique, on trouve :

$$u_m = -n\frac{d}{dt}\int_0^{\rho_0} 2\pi\rho\, B_z(\rho)\,d\rho$$

$$= -n\frac{d}{dt}\int_0^{\rho_0} 2\pi\rho\cdot\frac{1}{\rho}\frac{d}{d\rho}(\rho A_\varphi)d\rho$$

D'où finalement, en utilisant la valeur du potentiel vecteur donnée par la relation (2) :

$$u_m = -2n\mu_0\frac{\sqrt{\rho_0 a}}{k}\left[\left(1-\frac{k_0^2}{2}\right)\mathfrak{J}_1(k_0)-\mathfrak{J}_2(k_0)\right]\frac{dI}{dt}$$

avec : $$k_0^2 = \frac{4a\rho_0}{(a+\rho_0)^2+d^2}.$$

Cependant, le cadre est appelé à recevoir un champ uniforme, en pratique. Dans ce cas, la force électromotrice induite dans le cadre vaudra :

$$u_0 = -n\frac{dB}{dt}S \quad \text{avec} \quad S = \pi\rho_0^2.$$

Pour que l'étalonnage corresponde bien à la mesure, on doit avoir : $u_m = u_o$; d'où, pour le champ électrique équivalent :

$$E = cB = 2\mu_0 C\frac{\sqrt{\rho_0 a}}{k_0 S}\left[\left(1-\frac{k_0^2}{2}\right)\mathfrak{J}_1(k_0)-\mathfrak{J}_2(k_0)\right]I \quad (5)$$

Si le cadre récepteur possède une capacité propre par rapport à la masse, la composante électrique verticale produira un courant dans le circuit purement réactif d'impédance $j\,X$:

$$i = \frac{hE_\rho}{jX}$$

où h est la longueur du circuit soumis au champ $E\rho$. Le flux magnétique proportionnel à i induira une f.é.m. perturbatrice :

$$u_e = -\frac{d\Phi}{dt}$$

qui s'ajoutera à la f.é.m. d'origine magnétique u_m : c'est l'effet d'antenne. L'étalonnage ne sera donc valable que si le cadre est compensé comme il a été dit au paragraphe 1.1.

2.4. Mise en œuvre de la méthode d'étalonnage

Quel que soit le cadre utilisé, on voit que, d'après la formule (5), toutes les données géométriques sont connues, l'étalonnage se réduisant à la connaissance du courant I. Pour cela, on insère dans le circuit de la spire excitatrice une résistance de valeur connue. Sa valeur étant prise grande par rapport à celle de la résistance de la spire, la mesure de la tension à ses bornes nous donne la valeur du courant par une simple division. Pour des raisons de commodité, la valeur de la résistance est choisie de telle façon qu'aux valeurs lues en volts sur l'appareil de mesure, correspondent des champs électriques exprimés en mV/m.

Cependant, un certain nombre de précautions sont nécessaires pour obtenir un étalonnage correct. Si on place la résistance côté générateur, le circuit équivalent de la spire est représenté sur la figure 6 a. Le courant

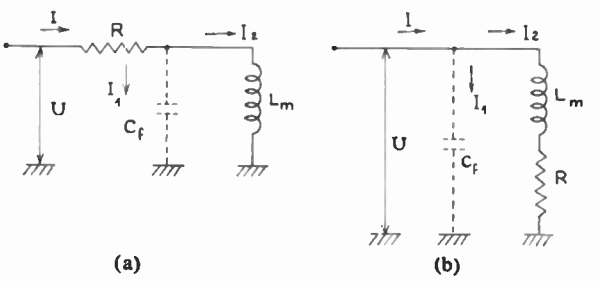


Fig. 6. — Montage de la spire d'excitation — circuits équivalents.

total I, se divise en un courant I_1 qui circule dans la spire de self L_m et en un courant I_2 qui circule par la capacité C_f de la spire par rapport à la masse. Le courant I_2 vaut donc :

$$I_2 = \frac{U}{R(1-\omega^2 L_m C_f)+j\omega L_m} \# \frac{U}{R} = I$$

car, comme nous le verrons plus loin :

$$1 \gg \omega^2 L_m C_f \quad \text{et} \quad R = 1\,500\ \Omega \gg |\omega L_m| = 0{,}3\ \Omega$$

Le courant de fuite I_1 est donc négligeable.

Si on place la résistance côté masse et si on mesure la tension aux bornes de cette résistance (fig. 6 b), le rapport U_2/R nous donne bien le courant I_2 qui circule dans la spire, mais un important courant de fuite existe par la capacité et tel que :

$$I_1 = j\omega C_f R I_2.$$

Ce courant sera d'autant plus important que la résistance série sera plus grande. Dans ces conditions, une liaison capacitive existe avec le cadre soumis au flux électromagnétique et quelle que soit la qualité du cadre, l'étalonnage est faussé. Après expérimentation, nous avons donc employé le montage de la figure 6 a. Tout en conservant des tensions facilement mesurables,

ce montage permet, en choisissant des valeurs adequates de la résistance, d'obtenir des courants faibles correspondant à des champs équivalents faibles. Dans ces conditions, les erreurs de mesure sont liées à la précision des appareils de mesure, soit de l'ordre de 5 %. En revanche, le montage de la figure 6 b permet d'évaluer la valeur de la capacité C_f. Pour cela, on place un tore autour de la spire et l'on mesure la tension aux bornes de ce tore. On fait une mesure lorsque la résistance est côté masse, puis côté générateur, pour une même tension d'excitation. Si v et v' représentent respectivement la tension aux bornes du tore dans chacun des cas envisagés, on a la relation :

$$\frac{v-v'}{v} = |\omega C_f R|.$$

On trouve alors que la capacité C_f est comprise entre 70 et 80 pF. L'inégalité $1 \gg \omega L_m C_f$ est donc largement respectée.

Parmis d'autres essais, signalons que nous avons vérifié le comportement des récepteurs à une température extérieure élevée. L'étalonnage d'un récepteur laissé pendant une heure dans une étuve à 60 °C, diffère peu de l'étalonnage du même récepteur soumis à la température ambiante. (Ce résultat s'explique par le taux élevé de contre-réaction appliqué aux étages du récepteur). Tous ces étalonnages ont été effectués après une durée correspondant aux conditions de préchauffage des récepteurs (alimentation des filaments et haute-tension) qui seront les mêmes lors du tir. Les étalonnages des récepteurs étaient faits 24 h avant le lancement.

2.5. Diagramme de rayonnement

Si l'on s'arrange pour qu'il n'existe aucune liaison capacitive entre la spire et le cadre, on peut utiliser la méthode de la spire excitée pour vérifier si le cadre est sensible à l'effet d'antenne. Pour ce faire, on place le cadre compensé et la spire dans deux plans parallèles distants d'une longueur égale à celle que l'on utilise pour l'étalonnage. A la sortie du récepteur, on mesure une tension donnée. Puis on fait faire une rotation de 90° au cadre dans le plan vertical. On constate alors un zéro très net. Il est cependant difficile de vérifier avec précision si les 60 dB d'atténuation d'un bon cadre sont obtenus, le zéro tombant dans le bruit de fond naturel. On vérifie ensuite par une rotation complète si le diagramme de rayonnement est symétrique (fig. 7). Nous avons ensuite fait la même expérience avec un cadre accordé mais non compensé. Dans aucune position il n'a été possible de trouver un zéro, la composante E_φ agissant dans les plans verticaux et la composante E_z dans le plan horizontal.

Une seconde vérification a été effectuée avec le groupe complet des trois cadres prévus, la position respective des cadres dans la tête de la fusée risquant de fausser les diagrammes de rayonnement respectifs de ces cadres. Pour s'en assurer, on doit soumettre l'ensemble du montage des cadres à un champ magnétique variable et, pour obtenir le diagramme, les faire

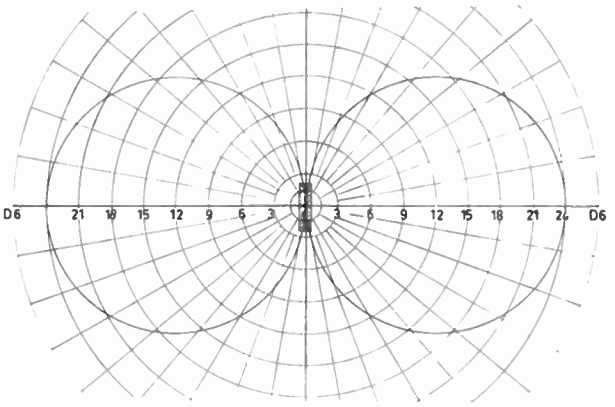


Fig. 7. — Diagramme de rayonnement du cadre obtenu d'après une spire excitée. Le plan du cadre est dans la direction des zéros. Par rapport à un dipôle, le plan du cadre serait perpendiculaire aux zéros.

pivoter sur leur axe commun. La difficulté principale dans cette mesure est de produire un champ uniforme dans toute la région où se trouvent les cadres.

Théoriquement, pour passer du champ non uniforme, on se sert des développements en série des intégrales de Legendre qui figurent dans l'expression du potentiel-vecteur. Pour que ce développement soit possible, il faut que l'argument des intégrales de Legendre soit petit. Dans ces conditions, si ρ_1 désigne le rayon de la zone dans laquelle le champ doit être uniforme, on trouve que B est proportionnel à :

$$\frac{\pi k^4}{32} = \frac{\pi}{2}\left[\frac{a\rho_1}{(a+\rho_1)^2+d^2}\right]^2.$$

Pour que k soit petit, nous avons le choix entre deux solutions : supposer tout d'abord $d > a + \rho_1$, ou bien, si l'on se place autour du centre de la spire excitatrice ($d = 0$), supposer que $a \gg \rho_1$.

Nous avons tout d'abord adopté cette dernière solution plus facile à mettre en pratique et aussi parce que l'autre composante de B, qui risquait de perturber la mesure, est identiquement nulle en ce cas. Cependant nous avons également fait l'expérience pour d grand. Les résultats obtenus sont concluants ; d'une part, nous n'avons pas constaté d'influence décelable entre les cadres et, d'autre part, le diagramme de rayonnement pour chacun des cadres correspond bien au diagramme classique.

3. Résultats expérimentaux

3.1. Expériences a bord des fusées

Pendant les campagnes d'octobre 1962 et avril 1963, chaque tête de fusée comportait, en ce qui concernait l'étude de la propagation des ondes longues, trois récepteurs « L.P.A. », dont les cadres capteurs, placés dans l'avant de la pointe en fibre de verre stratifié, étaient disposés dans trois plans orthogonaux.

La restitution de la trajectoire de l'engin était effectuée par trajectographie radar. La restitution de l'attitude de l'engin était effectuée au moyen de trois magnétomètres du type « héliflux » placés suivant trois axes orthogonaux dont un des axes se confondait avec celui de l'engin, d'après la méthode développée par G. ISRAEL et A. VASSY [7].

La figure 8 montre respectivement les variations du champ en altitude enregistrées le 23 octobre 1962 à partir de 11 h 01 TU et le 29 octobre 1962 à partir de

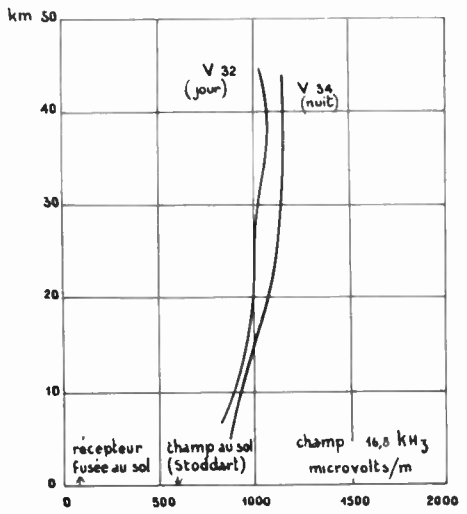


FIG. 8. — Mesure du champ en altitude (Octobre 1962).

23 h 21 TU. La première fois la télémesure s'est arrêtée 52 s après la mise à feu, soit à une altitude correspondant à 40 km.

La figure 9 montre respectivement les variations du champ en altitude enregistrées le 20 avril 1963 à partir de 10 h 01 TU et le 23 avril 1963 à partir de 22 h 07 TU.

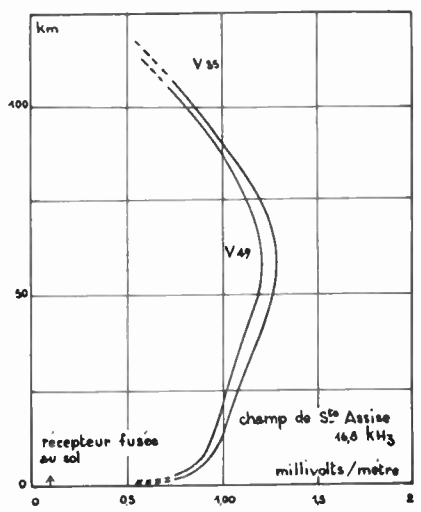


FIG. 9. — Mesure du champ en altitude (Avril 1963).

L'examen des courbes telles que celle de la figure 10 se rapportant à la première fusée lancée le 23 octobre 1962 et donnant la restitution de l'attitude des fusées précitées, montre clairement que l'engin est, dès le début de sa trajectoire, soumis à un mouvement de rotation autour de son axe. D'après le diagramme de rayonnement des capteurs des récepteurs, on pouvait penser a priori que le signal de sortie des récepteurs ferait apparaître une modulation à fréquence double de celle de la rotation de l'engin, tout au moins en ce qui concerne les deux récepteurs munis de cadres placés suivant l'axe de la fusée. Or la comparaison des courbes de champ données par ces récepteurs et les courbes correspondantes de l'attitude dénote une absence de modulation du signal de sortie des récepteurs. On remarque également, en comparant les courbes obtenues le 23 octobre 1962, que pour une même puissance rayonnée (fig. 8), l'amplitude du champ est moins forte de jour que de nuit. En revanche, la comparaison faite sur les courbes de la figure 9 montre, au contraire, une intensité de champ plus forte de jour que de nuit. Ce jour-là, les sondages ionosphériques indiquaient de fortes perturbations dans la couche *E*. Dans ces conditions, il suffirait que les couches inférieures de l'ionosphère soient fortement ionisées pour que la propagation de jour s'effectuât plus facilement que celle de nuit.

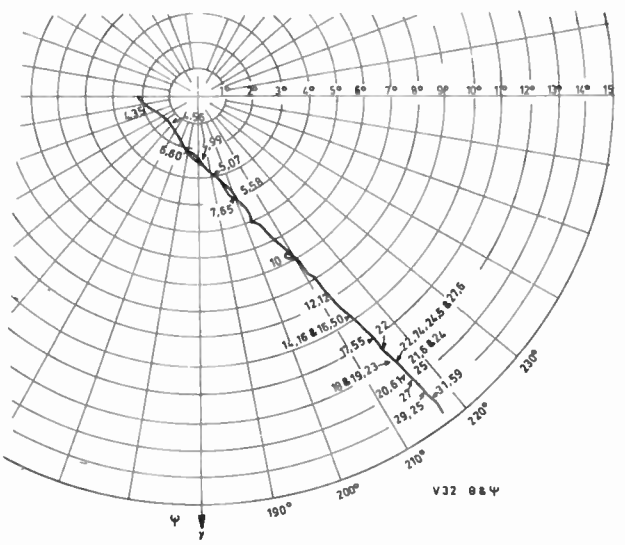


FIG. 10. — Restitution de l'attitude d'une fusée.

3.2. MESURES COMPLÉMENTAIRES AU SOL PENDANT LES TIRS

Pendant ces deux campagnes, au moment du tir de la fusée, deux mesures complémentaires étaient effectuées au sol, au moyen d'un récepteur identique à ceux placés à bord des engins, mais de sensibilité plus grande, et d'un mesureur de champ « Stoddart ». Le signal du contrôle auditif du récepteur « AME » était enregistré également sur une bande magnétique en même temps qu'une base de temps. Cet enregistrement avait pour but de comparer, le cas échéant, des

baisses de niveau relatives dans le signal de réception. Enfin, un récepteur LPA était placé à la station scientifique du Val-Joyeux (lat. 48°49'N, long. 2°00'51" E) pour contrôler la puissance rayonnée par l'émetteur à courte distance. Le signal de sortie de ce récepteur était enregistré, après étalonnage, sur un potentiomètre électronique enregistreur muni d'une base de temps.

La comparaison des résultats des mesures de champ au sol effectuées à Hammaguir, fait apparaître un fait assez inattendu. En effet, si nous comparons les résultats des mesures effectuées au sol d'une part avec un récepteur fusée et d'autre part avec le mesureur de champ Stoddart, nous voyons que, placés dans des conditions identiques (même lieu géographique, même altitude et même instant), le mesureur de champ indique 700 μV/m et le récepteur fusée : 90 μV/m pour le tir de jour de la V 35 et respectivement 600 μV/m et 80μV/m pour le tir de nuit de la V 49. Or, les étalonnages de ces deux récepteurs ont été effectués chaque fois dans des conditions identiques et donnaient le même résultat pour les deux sortes d'appareils. La seule différence existant entre ceux-ci, réside dans la largeur de la bande passante (paragraphe 1.1), l'étalonnage étant fait avec un générateur à quartz calé sur la fréquence de 16,8 kHz.

Après avoir vérifié l'installation expérimentale, nous avons recherché les causes de cette anomalie, soit dans un glissement de fréquence, soit dans un élargissement de la bande du champ. Dans ces conditions, il devenait intéressant d'en rechercher la cause dans la propagation elle-même, et de vérifier la reproduction de ces effets en d'autres circonstances. C'est dans ce but que nous avons effectué une série de mesures identiques au niveau du sol en divers lieux géographiques et à différentes altitudes.

3.3. Mesures au sol effectuées après les tirs

Ces mesures ont été faites au Pic du Midi, à Valensole (Basses-Alpes) et à Athènes, et simultanément à la Station du Val-Joyeux.

Les appareils de mesures employés étaient les mêmes que ceux utilisés au sol à Hammaguir (paragraphe 1.2).

Les résultats des mesures effectuées au Pic du Midi et à Valensole font apparaître une bonne concordance entre les niveaux de champ donnés par les deux types d'appareils placés dans les mêmes conditions au même lieu, tandis qu'à Athènes une très nette différence apparaît dans les valeurs obtenues par ceux-ci. Signalons, à titre de comparaison, que le rapport des valeurs de champ à Athènes est de 2,3 alors que ce rapport était de 7,8 à Hammaguir.

Nous donnons, de ces divers essais au sol, un tableau résumant les conditions de ces expériences et les résultats qui en découlent.

Tableau I

STATIONS	Distances Emetteur Récepteur	Mesureur de champ « STODDART »		Récepteur fusée « L.P.A. »		Valeurs du champ calculées		
		Jour	Nuit	Jour	Nuit	Jour	Nuit	E Surf.
Val-Joyeux alt. 114 m	52 km	18-10-63 (10 h 00) 8 200 μV/m	18-10-63 (21 h 00) 8 500 μV/m	18-10-63 (10 h 00) 9 000 μV/m	18-10-63 (21 h 00) 9 400 μV/m			
Observatoire Pic du Midi alt. 2 877 m	650 km	18-10-63 (10 h 00) 3 600 μV/m	18-10-63 (21 h 00) 5 000 μV/m	18-10-63 (10 h 00) 3 500 μV/m	18-10-63 (21 h 00) 4 800 μV/m	600 à 700 μV/m	1 000 à 2 000 μV/m	850 μV/m
Valensole alt. 600 m	585 km	24-10-63 (10 h 00) 600 μV/m	24-10-63 (21 h 00) 1 700 μV/m	24-10-63 (10 h 00) 610 μV/m	24-10-63 (21 h 00) 1 750 μV/m	40 à 300 μV/m	500 à 900 μV/m	210 μV/m
Val-Joyeux alt. 114 m	52 km	19-11-63 (12 h 00) 8 500 μV/m	18-11-63 (0 h 01) 8 600 μV/m	19-11-63 (12 h 00) 8 800 μV/m	18-11-63 (0 h 01) 8 900 μV/m			
Athènes alt. 400 m	2 200 km	19-11-63 (12 h 00) 800 μV/m	18-11-63 (0 h 01) 700 μV/m	19-11-63 (12 h 00) 350 μV/m	18-11-63 (0 h 01) 300 μV/m	220 à 260 μV/m	230 à 270 μV/m	11 μV/m
Val-Joyeux alt. 114 m	52 km	20-4-63 (10 h 00) 9 000 μV/m	20-4-63 (22 h 07) 8 900 μV/m	20-4-63 (10 h 00) 9 100 μV/m	20-4-63 (10 h 00) 9 300 μV/m			
Hammaguir	2 250 km	20-4-63 (10 h 00) 700 μV/m	20-4-63 (22 h 07) 600 μV/m	20-4-63 (10 h 00) 90 μV/m	20-4-63 (10 h 00) 80 μV/m	220 à 260 μV/m	230 à 270 μV/m	11 μV/m

Les temps sont exprimés en temps universels.

4. Conclusion

Une étude détaillée de ces résultats expérimentaux à été faite dans une communication au COSPAR de Florence (1964) et vient de paraître [9] ; nous avons voulu discuter les anomalies des résultats obtenus qui pourraient s'expliquer par une erreur instrumentale. En ce qui concerne le manque de directivité des cadres lors de la réception à grande distance, nous avons montré aux paragraphes 1.1 et 2.5 le soin apporté à la connaissance du diagramme de rayonnement des cadres utilisés. A courte distance d'ailleurs (station du Val-Joyeux située à 52 km de l'émetteur), nous avons constaté un zéro parfait, que ce soit avec le récepteur à cadre compensé ou avec le mesureur de champ à cadre blindé. A moyenne distance, le zéro n'est plus

marqué, mais on trouve un minimum accentué, tandis qu'à grande distance (Hammaguir et Athènes) les deux appareils donnent un minimum de l'ordre de 20 à 30 % du maximum. Nous ne pensons pas, dans ces conditions, que l'appareillage soit seul en cause pour expliquer ces écarts.

En ce qui concerne la différence constatée dans la mesure de l'amplitude entre les deux types de récepteur utilisés, il semble là encore difficile d'admettre, pour seule explication, une défaillance de l'appareillage. En effet, à courte et à moyenne distance, la différence des amplitudes trouvées avec le récepteur à large bande et le récepteur à bande étroite n'excède pas 10 à 15 % ; c'est seulement à grande distance que la différence s'accentue. Si l'on compare les résultats trouvés à Hammaguir et à Athènes, situés à des distances égales de l'émetteur mais dans des positions différentes par rapport au champ magnétique terrestre, l'écart observé ne peut être dû à une erreur instrumentale.

Nous devons remercier le « Cambridge Research Laboratory OAR » qui, par l'intermédiaire de l'European Office of Aerospace Research, est à l'origine de l'étude [Contrat AF 61 (052) - 155] et le Centre National d'Etudes Spatiales qui a permis l'obtention de ces résultats [Contrat 63-026].

BIBLIOGRAPHIE

[1] MESNY R. — Usage des cadres en radiogoniométrie, Chiron Ed., Paris, 1925.

[2] LEHMANN G. — Radiogoniométrie - radioguidage. Cours de l'Ecole Sup. d'Elect., Paris 1942.

[3] VIOLET A. — Radiogoniométrie, Radar, Radioguidage. Cours de l'Ecole Sup. d'Elect., Tome I, Paris 1963.

[4] Considérations techniques sur l'emploi du Q-mètre. Férisol Ed., 2e édition, 1963.

[5] JEAN A.G., TAGGART H.E., and WAIT J.R. — Calibration of loop antennas et VLF. *J. of Res. NBS-C.* Vol. 65, n° 3, july-sept. 1961.

[6] DURAND E. — Electrostatique et magnétostatique, Masson éd. Paris, 1953.

[7] ISRAEL G. et VASSY A. — Résultats concernant l'attitude d'une fusée Véronique obtenus au moyen de capteurs magnétiques. *Astronautica. Acta.*, 8, 1962, p. 264.

[8] MENDE H., RAWER K. et VASSY E. — Absorption radioélectrique par la basse ionosphère mesurée à bord d'une fusée *Ann. Geophys.*, 13, 1957, p. 231.

[9] VASSY A., BLOOM P., PAPET-LEPINE J. et VASSY E. — Etude du champ en altitude et de la propagation d'ondes de très basse fréquence. *Space Research V*, 1965, p. 719.

INFLUENCE DE LA FIABILITÉ DU MATÉRIEL SUR LE COÛT D'UNE MISSION

PAR

R. COCHAIN *Section de Normalisation de la S.E.F.T.*

G. PEYRACHE *Responsable du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.*

J. SCHWEITZER *Centre de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F.*

M. SCHWOB *Responsable "Fiabilité" du Groupement composants de la C.S.F.*

Note au lecteur

Pour les équipements, comme pour les composants, l'exposé qui suit admet la validité de la distribution exponentielle des défaillances dans le temps (constance du taux de défaillance λ pour la durée de mission considérée). Les défaillances ainsi prises en considération sont des défaillances soudaines et totales (cataleptiques). Les défaillances par dérive des caractéristiques ne relèvent généralement pas de cette distribution.

Les autres hypothèses de travail sont présentées au cours de l'exposé.

Il importe toutefois que le lecteur ne se méprenne pas sur la signification de l'expression $\theta = 1/\lambda$ utilisée pour l'ensemble des calculs développés. Si λ a, dans les équations, la dimension T^{-1}, θ ne représente pas la durée de vie moyenne du composant ni de l'équipement mais la moyenne des temps de bon fonctionnement ou l'intervalle de temps moyen entre deux défaillances (ces expressions sont impropres dans le cas des composants). La durée de vie moyenne est, le plus souvent, déterminée non par l'accumulation des défaillances aléatoires mais par l'apparition de phénomènes d'usure. Dans cet exposé, nous avons admis, cas fréquent, que les phénomènes d'usure apparaissent au-delà de la durée requise pour la mission.

Le taux de défaillance de l'ensemble n'est la somme de ceux des éléments que si le matériel n'a pas de dispositions redondantes et si la probabilité de mise hors service d'un composant est indépendante de l'état des autres composants. Cette dernière hypothèse suppose :

— que la défaillance d'un composant ne provoque pas de surcharge dans son environnement, surcharge de nature à modifier les éléments voisins,

— que les composants ne dérivent pas et que les réglages restent optimaux.

1. Introduction

De plus en plus souvent, les matériels électroniques sont constitués de sous-ensembles non démontables. Certains, tels les panneaux de circuits imprimés, sont réparables, mais les utilisateurs savent bien que les mêmes composants ne peuvent y être remplacés qu'un nombre réduit de fois, ce qui les amène souvent à stocker, comme éléments de remplacement, des cartes complètes dont le prix est généralement élevé.

Dès qu'on aborde le domaine des sous-ensembles non réparables dont l'emploi est pratiquement imposé dans les versions microminiaturisées, leur prix de remplacement joue un rôle important dans les préoccupations des utilisateurs de matériel [1]. Il est donc nécessaire d'avoir étudié attentivement les principaux éléments économiques du problème, afin de rechercher les possibilités d'optimisation du coût du matériel neuf et de son entretien.

Le problème se pose pratiquement ainsi :

1) Si un équipement classique répond déjà à ses objectifs techniques, y a-t-il intérêt à augmenter la fiabilité des composants qu'il renferme ?

2) Quel sera alors le rapport existant entre les deux catégories de composants et de matériel, quant au prix d'achat et au coût de l'heure de fonctionnement ?

3) Existe-t-il une technique d'assemblage, différente du procédé classique ancien (composants individuellement assemblés), préférable pour réaliser cet équipement (circuits fagots, minimodules, micromodules, etc.), si on ne considère ni le poids ni le volume, mais la seule incidence du coût de la mission ?

2. Circuits classiques à composants individuels

Pour cette étude, nous avons adopté certaines hypothèses simplificatrices :

1) On ne considère que la partie électronique d'un matériel. Il est de tradition de considérer les pièces mécaniques comme fiables. De nombreux composants périphériques et électromécaniques sont mal connus, du point de vue fiabilité : on les a dissociés de cette étude;

2) Le matériel considéré comprend N composants ayant sensiblement la même fiabilité;

3) Le prix d'achat P_o d'un matériel est une fonction linéaire de N et de P_c (prix moyen d'un composant). En fait, on considère souvent que le seul prix des composants représente 10 à 15 % de celui de l'appareil complet ; cette proportion varie d'ailleurs d'un équipement à l'autre.

$$P_o = kN P_c + B \qquad (1)$$

4) Il est légitime de prendre un taux moyen de défaillances λ pour l'ensemble des composants. Ce taux est constant pendant la durée de vie du matériel. Pour la simplicité des calculs, nous utiliserons, $1/\lambda = \theta$, homologue pour les composants, de la moyenne des temps de bon fonctionnement (M.T.B.F.) (1) des équipements ;

5) On admet que la défaillance d'un composant entraîne celle de l'équipement ; le taux de défaillance du matériel sera alors la somme de ceux de ses composants.

$$\theta = \frac{\theta_c}{N} \qquad (2)^{(2)}$$

— Certains auteurs [2] & [3] admettent qu'une relation continue, liant le prix d'un composant à sa fiabilité, est vérifiée par l'expérience. Ceci suppose la comparaison de composants de technologies compatibles, fabriqués, dans les deux cas, *en grande série*. La relation a été écrite sous la forme :

$$P_c = \pi \theta_c{}^{1/f} \qquad (3)$$

où π est un coefficient moyen et constant introduit pour l'homogénéité de la formule. Comme pour la M.T.B.F., il est légitime de prendre pour chaque équipement une valeur moyenne de f. DARNELL [3] l'évalue à 4,5.

Lorsqu'on étudie le prix total d'une mission, il se décompose en :

a) Prix d'achat du matériel (frais de premier investissement),

b) Frais d'exploitation,

c) Frais causés par l'interruption de la mission (frais de réparation et risque aléatoire d'exploitation, maintenance préventive) (3)

Les notations utilisées dans le calcul sont les suivantes :

— P_i Evaluation du risque aléatoire d'exploitation,

— P_o Prix d'achat du matériel nécessaire à la mission

— P_c Prix moyen du composant,

— N Nombre de composants de l'équipement,

— θ Moyenne des temps de bon fonctionnement de l'équipement, exprimé en heures,

— T Temps de fonctionnement, en heures, pour lequel l'équipement est conçu (durée de vie requise),

— P_r Coût de la remise en état après une interruption intempestive et maintenance préventive (4),

— p_e Frais horaires d'exploitation,

— p Prix horaire de la mission,

On peut admettre que le coût de la remise en état est de la forme

$$P_r = jP_c + R \qquad (4)$$

jP_c étant un prix proportionnel au coût des composants remplacés, et R représentant les frais moyens de main-d'œuvre de la réparation. Le coefficient j tient compte de l'infrastructure nécessaire à la maintenance, alors que R matérialise les frais entraînés par l'intervention (temps de localisation, personnel d'intervention, etc.).

On peut donc écrire que le prix horaire de la mission est :

$$p = \frac{P_0}{T} + p_e + \frac{P_i}{\theta} + \frac{P_r}{\theta} \qquad (5)$$

Le coût total de la mission étant

$$P = pT \qquad (6)$$

---

(1) Equivalent du « mean time between failures »

(2) Pour maintenir la validité de la formule (2), on est obligé de procéder à une certaine maintenance préventive, en remplaçant des éléments voisins d'un élément défectueux ou amorçant une dérive avant leur mise hors service, et en reprenant les règlages, avant que ce ne soit nécessaire. La fréquence de ces opérations dépend seulement de θ_c. Pour la rigueur du raisonnement, il faudrait écrire.

$$\theta = \alpha \frac{\theta_c}{N} \qquad (2)$$

avec $\alpha < 1$ en l'absence d'entretien préventif
$\alpha = 1$ avec un entretien préventif judicieux.

La formule (2) suppose donc un certain entretien préventif, dont le prix horaire est fonction de la fiabilité des composants.

(3) L'arrêt intempestif d'un appareil provoque en effet généralement un risque aléatoire qui revêt plusieurs formes :
— Catastrophe (avion s'écrasant avec ses passagers)
— Perte de matériel (fusée ou satellite)
— Manque à gagner (liaison téléphonique interrompue).
— Influence psychologique, etc.
Généralement, l'exploitant se prémunit contre ces risques en accroissant ses frais d'exploitation, par exemple en effectuant une maintenance préventive ou en prenant un contrat d'assurance.

(4) En toute rigueur, la maintenance préventive est équivalente à l'achat d'un dispositif préventif contre le sinistre.
Elle ne supprime pas le risque, elle le rend moins probable. On pourrait donc la faire compter :
— Dans les frais d'exploitation
— Dans l'évaluation du risque d'exploitation
— Dans le coût de remise en état.
Comme on peut englober dans le coût de la remise en état, non seulement le remplacement de l'élément défaillant, mais les visites de nature à influer sur la fiabilité de l'ensemble, nous avons comptabilisé dans P_r la partie des frais de maintenance préventive dont le coût, ramené à l'heure de fonctionnement peut varier comme le taux de défaillance. (cf aussi la note relative à la formule (2) ci-dessus).

On notera que :

a) P_0 est une fonction croissante de θ,

b) $\dfrac{P_i+R}{\theta}$ est une fonction décroissante de θ.

On peut donc supposer que P et p passent par un minimum pour une certaine valeur de θ. Ce point est souligné par Barbara Fox [2] et Darnell [3], dont les calculs et les courbes (fig. 1.2.3.) montrent l'évolution du prix de revient annuel de la mission en fonction du taux de défaillance des composants pour différentes durées de fonctionnement de l'équipement.

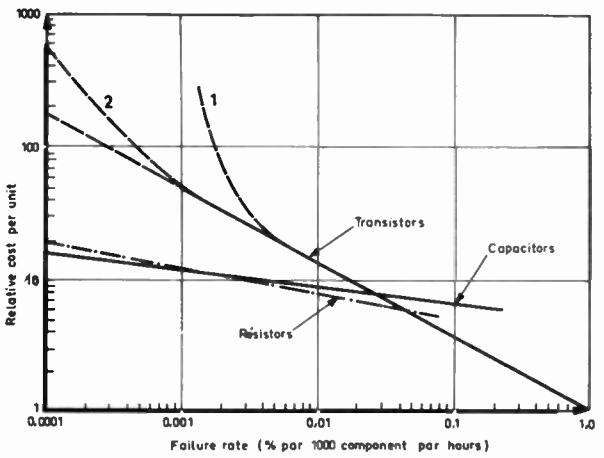


Fig. 1.

Examinons l'influence des différents termes de l'équation (5) :

1) Les frais horaires d'exploitation (p_e) sont indépendants de θ.

2) Le risque aléatoire d'exploitation (P_i) est déterminé par la mission ; donc la fonction P_i/θ varie uniquement avec θ.

3) Le prix d'achat du matériel a déjà été écrit sous la forme :

$$P_0 = k\,N\,P_c + B \qquad (1)$$

où B est une constante.

4) On a également écrit

$$P_r = jP_c + R \qquad (4)$$

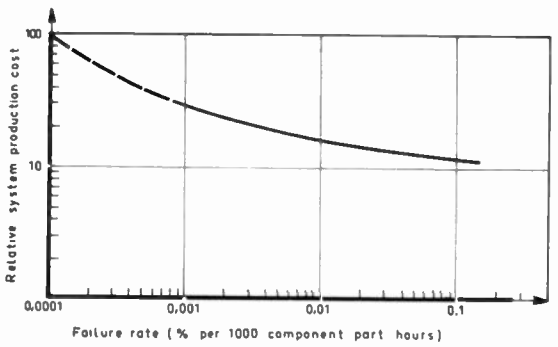


Fig. 2.

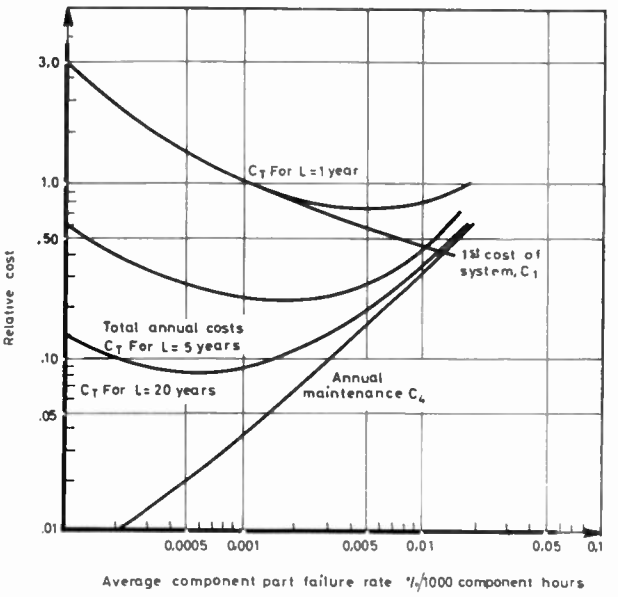


Fig. 3.

en posant :

$$P_c = \pi\,\theta_c^{\,1/f} \qquad (3)$$

et

$$\theta = \theta_c/N \qquad (2)$$

Il en résulte que l'équation (5) peut s'écrire :

$$p = \frac{kNP_c+B}{T} + p_e + \frac{NP_i}{\theta_c} + \frac{N}{\theta_c}(jP_c+R)$$

ou encore :

$$p = \frac{kN\pi\theta_c^{\,1/f}+B}{T} + p_e + \frac{NP_i}{\theta_c} + \frac{N}{\theta_c}(j\pi\theta_c^{\,1/f}+R) \qquad (7)$$

Le prix minimal sera obtenu pour une valeur $\theta_{c_{opt}}$ donnée, après dérivation, par :

$$\frac{k}{T}\theta_{c_{opt}}^{\,\frac{1+f}{f}} + (1-f)j\theta_{c_{opt}}^{\,1/f} = \frac{f}{\pi}(R+P_i) \qquad (8)$$

Pour que la relation soit vérifiée, et qu'elle ait une solution positive, il faut que le premier membre soit positif, c'est-à-dire qu'on ait [5] :

$$\theta_{c_{opt}} > (f-1)\frac{jT}{k}$$

Le coût horaire optimal de la mission peut alors être calculé en portant dans l'équation (7) la valeur $\theta_{c_{opt}}$ tirée de l'équation (8).

On voit que, si la relation (8) est vérifiée, il existe

---

[5] Ce qui, en première approximation, pour la valeur de f estimée par Darnell (f voisin de 4,5) et k peu différent de j, entraîne :

$$\theta_{copt} > 3{,}5\ T$$

bien un minimum du coût de la mission en fonction de θ_c. La position de ce minimum dépend de la durée de la mission, de l'évaluation comptable des différents postes (k, j et R) et de la valeur qu'on doit attribuer au risque aléatoire d'exploitation P_t.

Il faut remarquer que, si ce minimum existe théoriquement, il peut s'avérer difficilement accessible dans la pratique à cause des valeurs élevées de $\theta_{c_{opt}}$ qu'il implique.

A titre d'exemple, pour un appareil contenant un millier de composants et d'une durée de vie de 10 000 heures, si le terme P_t est de l'ordre du prix d'achat du matériel, le prix optimum de la mission exige que $\theta_{c_{opt}}$ dépasse 10^9 h, soit $\lambda < 10^{-9}$/h. En conséquence, toute tentative permettant d'augmenter la fiabilité du matériel à partir des composants actuels doit être considérée avec intérêt. Il existe cependant des composants qui ne vérifient pas la condition minimale

$$\theta_c > 3{,}5\ T$$

Ces composants doivent faire l'objet d'une attention particulière dans l'analyse coût-fiabilité.

2.1. Cas particuliers

Il est intéressant, pour fixer les idées, de considérer l'équation (5) dans trois cas typiques, qui ne sont donnés que comme des exemples de discussion très schématiques :

Cas A : Mission unique (missiles — lanceurs de fusée) obtenue avec un matériel non réparable, par définition,

Cas B : Missions multiples et brèves (avions) et matériel non réparable en cours de mission,

Cas C : Mission de longue durée (télécommunications civiles) et matériel réparable en cours de mission ou en cas d'interruption.

On rappelle les relations du départ :

$$\begin{cases} p = \dfrac{P_0}{T} + p_e + \dfrac{P_i + P_r}{\theta} & (5) \\ P = pT & (6) \end{cases}$$

2.1.1. *Cas A* : Fusée

Seul le prix total de la mission est à considérer. On a : $P_r = 0$

L'équation (6) se réduit à :

$$P = P_0 + P_i \frac{T}{\theta}$$

P_t qui représente le risque d'exploitation peut être égal au prix total de l'opération. Il est donc très supérieur au prix du matériel électronique. Comme T/θ représente le risque d'échec, le terme $P_t\ T/\theta$ peut être prépondérant. Pour le diminuer, il faut s'efforcer d'agir sur le seul terme accessible (θ), ce qui conduit à augmenter la fiabilité, donc le prix d'achat du matériel P_0.

2.1.2. *Cas B* : Avion

Le matériel non réparable au cours de missions brèves, oblige à comparer le terme P_0 (prix d'achat du matériel) aux termes :

$$\frac{P_i}{\theta} \quad \text{et} \quad \frac{P_r}{\theta}$$

Dans certaines circonstances, le risque aléatoire d'exploitation causé par une panne intempestive peut atteindre la perte de l'avion et de son contenu. Il est très supérieur au prix d'achat du matériel électronique (comme dans le cas précédent d'ailleurs). Mais heureusement un arrêt du matériel électronique, qui est seul considéré, ne provoque pas toujours des effets aussi catastrophiques, mais seulement une gêne, et la panne peut être recherchée à terre. Le risque d'exploitation doit donc tenir compte, en les pondérant, des deux éventualités. Même s'il est exceptionnel, le risque de perte totale influera lourdement sur la position de l'optimum.

Ceci conduit à augmenter la fiabilité des composants, comme dans le cas A. Bien souvent, la maintenance préventive est le seul moyen envisagé pour réduire le risque de perte totale. Cependant, le seul terme finalement important, la fiabilité instantanée de l'équipement, dépend également de celle des composants et de la maintenance préventive, comme on l'a écrit en (2′). La recherche de l'optimum économique conduit donc à chercher à comparer :

— l'incidence d'une augmentation de la fiabilité des composants sur le terme

$$P_0/T$$

— l'influence du prix de la maintenance horaire sur θ.

Cette discussion, qui dépend d'un grand nombre d'éléments particuliers, déborde le cadre de cette étude [4].

2.1.3. *Cas C* : Télécommunications

Pour le matériel réparable au cours de mission de longue durée, il n'y a de définition particulière à donner à aucun des termes de l'équation (5). Le risque d'exploitation P_t est en général faible, car il correspond principalement au manque à gagner résultant de l'interruption provisoire de fonctionnement. T est toujours grand. Il est impossible de savoir, a priori, si un des termes de l'équation (5) est prépondérant. On est ramené au cas des relations générales pour lequel, après avoir procédé à une maintenance préventive, une augmentation de θ_c peut encore amener une diminution du coût de la mission. L'optimum est obtenu en augmentant θ_c, donc en augmentant le prix d'achat du matériel.

2.2. En résumé

Il faut, dans chaque cas particulier, et compte tenu des règles comptables de l'exploitation, examiner l'incidence du prix d'acquisition initial ramené à

l'heure de fonctionnement $\frac{P_0}{T}$ vis-à-vis des autres termes $\frac{P_i}{\theta}$ et $\frac{P_r}{\theta}$.

Des modifications d'agencement du matériel (sous-ensembles enfichables, redondances partielles, etc.) peuvent modifier l'importance relative des différents termes.

3. Circuits modulaires

Dans le cas de circuits à composants individuels, on est conduit, lors d'une panne, à immobiliser tout ou partie du matériel jusqu'au remplacement du composant défectueux et aux réglages que cela implique. Mais les matériels modernes sont de plus en plus constitués de sous-ensembles facilement déconnectables dont la carte de circuit imprimé est l'exemple le plus usité.

Dans le cas de sous-ensemble insécables, donc non réparables, formés de n composants, la défaillance d'un seul élément entraîne la mise au rebut des n composants. Il en résulte une diminution de la M.T.B.F. du sous-ensemble et une augmentation du prix de l'élément remplacé. On partira de l'hypothèse que le prix du sous-ensemble est voisin de la somme des prix de ses constituants élémentaires (6).

On va considérer deux versions du même équipement comportant toutes deux N composants. La première solution, dite classique, comprend N composants séparés, individuellement remplaçables. La seconde version, dite modulaire, comprend N composants groupés en γ sous-ensembles non réparables, c'est-à-dire en modules de n composants, de sorte que :

$$N = n\gamma$$

Nous reprendrons les notations utilisées dans la première partie en les adaptant au cas modulaire :

La formule (3) s'applique sans modification :

$$P_{cm} = \pi\, \theta_{cm}^{1/f} \qquad (3A)$$

— P_{cm} et θ_{cm} sont le prix et la M.T.B.F. des composants élémentaires qu'on met en modules.

— P_m et θ_m, le prix et la M.T.B.F. du module, ce qui entraîne les relations

$$P_m = n\, P_{cm}$$

$$\theta_m = \frac{1}{n}\,\theta_{cm}$$

Il faut remarquer que, dans ce cas, la remarque relative à la formule (2) ne s'applique que partiellement. En effet, comme la défaillance d'un seul composant entraîne la mise au rebut du sous-ensemble non réparable, on peut écrire rigoureusement que le taux de défaillance du module est la somme de ceux des composants (7), et, avec une bonne approximation, que, sans maintenance préventive exagérée, le taux de défaillance du matériel est la somme de ceux des modules.

Par analogie avec les équations (1) et (4), on écrira également le prix d'achat et le prix de remise en état de la version modulaire sous la forme :

$$P'_c = k'NP_{cm} + B' \qquad k' \neq k \qquad (1A)$$

$$P'_r = j'nP_{cm} + R' \qquad (4A)$$

En effet, si on suppose que les deux versions répondent aux mêmes exigences techniques et que leurs composants sont fabriqués suivant des technologies comparables, on ne peut pas en conclure, compte tenu de ce qui vient d'être dit, que le prix de remplacement des composants et leur taux de défaillance, ou le temps d'immobilisation en cas de panne, soient identiques. Tous les termes définis dans la première partie sont donc indexés. Le prix horaire de la mission est de la forme :

$$p_n = \frac{(k'NP_{cm}+B')}{T} + p_e + \frac{P'_i}{\theta_m} + \frac{j'NP_{cm}+R'}{\theta_m} \qquad (5A)$$

Ou encore :

$$p_n = \frac{k'N\pi\theta_{cm}^{1/f}+B'}{T} + p_e + \frac{NP'_i}{\theta_{cm}} + N\,\frac{(j'n\pi\theta_{cm}^{1/f}+R')}{\theta_{cm}} \qquad (7A)$$

Il y a optimum pour une valeur $\theta_{cm_{opt}}$ telle que :

$$\frac{k'}{T}\theta_{cm_{opt}}^{\frac{1+f}{f}} + (1-f)j'n\,\theta_{cm_{opt}}^{1/f} = \frac{f}{\pi}(P'_i+R'). \qquad (8A)$$

Il existe donc bien ici aussi un minimum du coût de mission en fonction de la fiabilité, mais ce minimum dépend aussi du nombre n de composants contenu dans chaque module.

La condition pour que le premier membre soit positif devient :

$$\theta_{cm_{opt}} > (f-1)\frac{j'}{k'}nT.$$

Ce qui est plus difficile à obtenir que pour les composants séparés. Si P'_i et R' étaient toujours indépendants de n, la fiabilité de composant optimale serait une fonction simple de n. Mais, comme généralement ces deux termes en dépendent, le calcul ne donne pas immédiatement de conclusions exploitables. Il est donc intéressant d'étudier la position de la solution modulaire de la courbe prix-fiabilité à n composants, par rapport à celle correspondant à la version classique.

(6) Ces hypothèses sont insuffisantes dans le cas des microcircuits évaporés et des circuits intégrés monolithiques où les composants sont réalisés collectivement, ce qui entraîne une autre définition des paramètres économiques.

(7) On peut, en effet, supposer que les composants fragilisés font partie du sous-ensemble, et sont nécessairement remplacés au moment de la remise en état.

3.1. Composants de même fiabilité

Lorsque la version modulaire et la version classique sont constituées d'éléments de même fiabilité ($\theta_{cm} = \theta_c$), les équations sont particulièrement simples:

Soient p_n et p_1 les coûts horaires de mission correspondant à des sous-ensembles à n et 1 composants. On obtient, en admettant $k = k'$

$$\Delta p = p_1 - p_n = \frac{kN(P_c - P_{cm})}{T} + N\left(\frac{P_i}{\theta_c} - \frac{P'_i}{\theta_{cm}}\right) + N\left(\frac{R}{\theta_c} - \frac{R'}{\theta_{cm}}\right) + N\left(\frac{jP_c}{\theta_c} - j'n\frac{P_{cm}}{\theta_{cm}}\right) \qquad (9)$$

Les différences $(\theta_{cm} - \theta_c)$ et $(P_{cm} - P_c)$ sont nulles d'après (3 et 3*A*). Il vient donc finalement, compte tenu de la relation (4*A*) :

$$\Delta p = \left[(P_i + P_r) - (P'_i + P'_r)\right]\frac{N}{\theta_c} \qquad (10)$$

La différence entre les prix totaux de mission est :

$$\Delta P = T\,\Delta p$$

On en conclut que la différence des coûts de mission est égale à la différence des coûts provoqués par une panne du matériel multipliée par le nombre d'interruptions survenant pendant la durée de la mission, car

$$\frac{NT}{\theta_c} = \frac{T}{\theta}.$$

Il s'ensuit, en reprenant les trois cas typiques de la première partie, les conclusions suivantes :

3.1.1. *Cas A* : Fusée

Les risques d'exploitation sont identiques et il n'y a pas de maintenance possible, donc pas de différence de coût de mission dans les deux cas.

La décision en faveur d'une mise en sous-ensembles doit être prise en fonction d'autres considérations que le coût de mission (réduction de volume, de poids, facilité de réalisation, etc.).

3.1.2. *Cas B* : Avion

Les risques d'exploitation qui sont les termes prépondérants sont également identiques, et on obtient :

$$\Delta p = p_1 - p_n = (P_r - P'_r)\frac{N}{\theta_c}$$

La différence de coût horaire de mission est proportionnelle à la différence des coûts horaires de réparation.

$$\Delta p = p_1 - p_n = \left[(R - R') + (j - nj')P_c\right]\frac{N}{\theta_c}$$

Selon le signe du second membre, il y aura ou non intérêt à mettre en modules. Il y aura gain si

$$n \leqslant \frac{1}{j'}\left(\frac{R - R'}{P_c} + j\right) \qquad (n > 1) \qquad (11)$$

— Si R est voisin de R', la condition devient

$$n \leqslant \frac{j}{j'}$$

— Si l'accessibilité de la version modulisée est bonne, ce qui est fréquent, les temps de localisation des défauts et les réglages sont réduits et la mise en modules peut conduire à une économie supplémentaire. La limite supérieure de n serait, si $R \gg R'$:

$$n < \frac{R}{j'P_c}.$$

3.1.3. *Cas C* : Télécommunications

Dans ce cas P_t et P_r ne sont pas prépondérants et la différence du prix est donnée par la relation générale (10) ; mais, pour expliciter la différence de prix, nous allons faire quelques hypothèses valables seulement pour ce cas (mission de longue durée et matériel réparable en cours de mission) :

— Le risque aléatoire d'exploitation se réduit au manque à gagner provoqué par l'arrêt de la mission. Il sera donc proportionnel au temps d'interruption t_t

$$P_t = \alpha\, t_t$$

de même :

$$P'_i = \alpha t_i = P_i\frac{t'_i}{t_i}$$

— On peut admettre les mêmes relations pour les frais d'intervention R', puisque ce terme représente les frais de la localisation de la panne et du changement de l'élément défectueux. Ils sont, du point de vue comptable, proportionnels au temps passé, d'où :

$$R' = R\frac{t'_i}{t_i}$$

— Si j est voisin de j' :

$$\Delta p = p_1 - p_n = \frac{N}{\theta_c}\left[\frac{P_i}{t_i}(t_i - t'_i) + \frac{R}{t_i}(t_i - t'_i)\right] - \frac{j}{\theta_c}N P_c(n-1)$$

Il y aura intérêt à employer la version modulaire si :

$$n \leqslant 1 + \frac{P_i + R}{jP_c}\,\frac{t_i - t'_i}{t_i} \qquad (12)$$

Si on admet l'approximation :

$$t_i' = \frac{t_i}{n}$$

On obtient, puisque $n \geqslant 1$:

$$n \leqslant \frac{P_i + R}{jP_c} \tag{13}$$

On désignera par la suite ce terme par s :

$$s = \frac{P_i + R}{jP_c} \tag{14}$$

Seul le rapport des prix :

$$\frac{\text{risque d'exploitation + frais d'intervention}}{\text{remplacement du composant}}$$

donne la taille du module à ne pas dépasser.

3.2. Composants de fiabilité différente

Des essais effectués à grande échelle ont montré que les techniques de réalisation de sous-ensembles permettent des M.T.B.F. de modules supérieures à celles qu'on déduirait par la formule (2) de la M.T.B.F. des mêmes composants utilisés séparément. Cette augmentation de fiabilité qui est vraisemblablement causée par un supplément de précautions, se traduit, dans la pratique, par une augmentation de prix φ :

$$P_{cm} = \varphi P_c \tag{15}$$

La formule (3*A*) permet d'évaluer le gain en fiabilité

$$\theta_{cm} = \varphi^f \theta_c \tag{16}$$

Nous allons donc faire une nouvelle comparaison entre deux versions du même matériel, mais cette fois à M.T.B.F de composants différents :

La différence des coûts de mission est alors :

$$\Delta p = (p_1 - p_n) = \frac{kN}{T}(P_c - P_{cm}) + N\left(\frac{P_i}{\theta_c} - \frac{P_i'}{\theta_{cm}}\right) + N\left(\frac{R}{\theta_c} - \frac{R'}{\theta_{cm}}\right) + N\left(\frac{jP_c}{\theta_c} - \frac{nj'P_{cm}}{\theta_{cm}}\right)$$

Il vient, en simplifiant au moyen des relations (15 et 16) :

$$\Delta p = p_1 - p_n = \frac{kN}{T}P_c(1-\varphi) + \frac{N}{\theta_c}\left(P_i - \frac{P_i'}{\varphi^f}\right) + \frac{N}{\theta_c}\left(R - \frac{R'}{\varphi^f}\right) + \frac{NjP_c}{\theta_c}\left(1 - \frac{nj'}{j}\frac{\varphi}{\varphi^f}\right)$$

En reprenant les approximations déjà faites pour le cas *C* du paragraphe 3.1. :

$$t_i' = \frac{t_i}{n} \qquad P_i' = P_i\frac{t_i'}{t_i} \qquad R' = \frac{R}{n} \qquad j = j'$$

On obtient :

$$\Delta p = j\frac{NP_c}{\theta_c}\left[\frac{k}{j}\frac{\theta_c}{T}(1-\varphi) + \frac{P_i+R}{jP_c}\left(1 - \frac{1}{n\varphi^f}\right) + \left(1 - \frac{n\varphi}{\varphi^f}\right)\right]$$

Ou encore en posant :

$$M = \frac{k}{j}\frac{\theta_c}{T} \tag{18}$$

et à l'aide de la relation (14) :

$$\Delta p = \frac{jNP_c}{\theta_c}\left[M(1-\varphi) + s\left(1 - \frac{1}{n\varphi^f}\right) + \left(1 - \frac{n\varphi}{\varphi^f}\right)\right] \tag{19}$$

La mise en modules sera intéressante si $\Delta p > 0$.

Etudions donc la relation (19) afin d'obtenir cette condition.

Cette relation peut être mise sous la forme :

$$\Delta P = C - \frac{A}{n} - B_n \tag{20}$$

Dont la dérivée s'annule pour une valeur n_{opt}

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{A}{B}} \tag{21}$$

La valeur de Δp_{opt} correspondante est :

$$\Delta p_{opt} = C - 2\sqrt{AB} \tag{22}$$

La relation (20) montre bien que l'extremum est un maximum. Pour que la version modulaire soit avantageuse, il faut que le maximum soit positif :

$$\Delta_{p_{opt}} > 0$$

D'où

$$C > 2\sqrt{AB} \quad (\textit{condition 1}).$$

Si cette condition est satisfaite, la courbe Δp coupe l'axe des n en deux points n_1 et n_2 pour lesquels $\Delta p = 0$. Entre ces valeurs, racines de la relation (20), Δp est positif.

Ces deux valeurs sont données par

$$\left.\begin{matrix} n_1 \\ n_2 \end{matrix}\right\} = \frac{C \pm \sqrt{C^2 - 4AB}}{2B} \tag{23}$$

Il est, de plus, nécessaire que la valeur la plus grande, n_2, soit au moins égale à 1, d'où :

$$n_2 > 1 \rightarrow \frac{C + \sqrt{C^2 - 4AB}}{2B} \geqslant 1$$

soit $C > A + B$ *(condition 2)*.

Si $C = A + B$, nous trouvons :

$$n_2 = \frac{A}{B} \qquad n_1 = 1$$

Donc, si $A > B$, la plus petite racine est $n = 1$ et la plus grande

$$n = \frac{A}{B}$$

La partie intéressante de la courbe est bornée inférieurement par la droite $n = 1$ (fig.4)

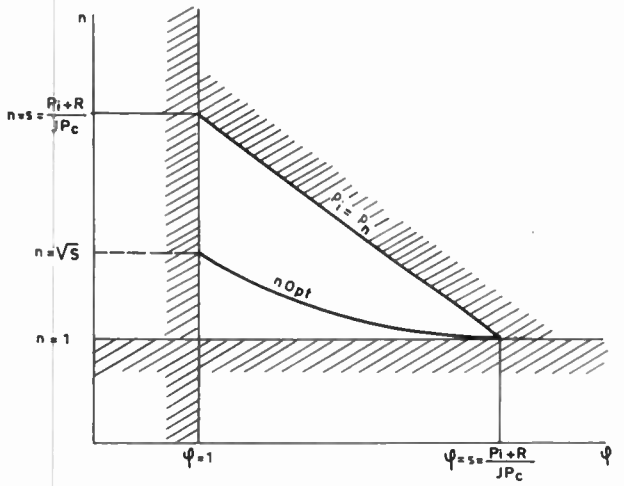


FIG. 4.

Par contre, si $A < B$, la plus petite racine est A/B qui est < 1 et la plus grande $n = 1$. La courbe est entièrement située sous la droite $n = 1$. Cette situation est sans intérêt pratique.

Donc, la condition 2 peut s'écrire :

$$A > B \quad \textit{(condition 3)}$$

Si, en plus, la condition 1 ($C > 2\sqrt{AB}$) est respectée, il y aura intérêt à mettre en modules.

En reprenant la relation (19), ces conditions peuvent s'écrire :

Condition 1 :

$$M(1-\varphi) + s + 1 > \frac{2\sqrt{s\varphi}}{\varphi^f}$$

soit :

$$\frac{k\theta_c}{jT}(1-\varphi) + \frac{P_i+R}{jP_c} + 1 > \frac{2\sqrt{\varphi\,\dfrac{P_i+R}{jP_c}}}{\varphi^f}$$

qui est moins général que la condition 3

Condition 3 : $\varphi < s$

soit : $$\varphi < \frac{P_i+R}{jP_c}$$

Pour la valeur $\varphi = s = \dfrac{P_i + R}{j\,P_c}$, la mise en modules devient indifférente, du seul point de vue du coût de la mission. En effet, la fiabilité sera alors telle que les réparations deviendront extrêmement rares et l'augmentation correspondante de prix d'acquisition du matériel ne sera plus compensée par la diminution des frais dus aux pannes.

Il existe donc un domaine intéressant du réseau de courbes $p = f(n, \varphi)$ à l'intérieur duquel la mise en modules est économiquement avantageuse.

Pour $\varphi = 1$ (composants de même fiabilité) nous trouvons :

$$n_{\text{opt}} = \sqrt{s} \qquad n_{2\,\max} = s$$

La relation (21) $$n_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{s}{\varphi}}$$

montre que n_{opt} décroît comme $\varphi^{-1/2}$.

La racine n_2 donnée par (23) décroît avec φ. Le domaine intéressant est donc donné par la figure 4.

Ce calcul permet de lier le nombre de composants n qu'on peut mettre dans chaque module, à l'augmentation de fiabilité φ^f nécessaire pour l'obtention du coût de mission optimal.

4. Conclusion

Par cet exposé, incomplet puisque nous n'avons pas donné d'exemple chiffré, nous avons surtout voulu montrer plusieurs points :

1° Il ne suffit pas de considérer, lors d'un projet, le seul prix d'acquisition du matériel. Il faut envisager également le coût total de la mission. Ce coût, compte tenu de la tendance manifestée par l'évolution du prix de grande série des composants en fonction de leur fiabilité, passe par un minimum pour un certain degré de fiabilité des composants qui est souvent au-dessus de celui qu'on requiert habituellement. Mais, dans la discussion du coût de mission, les frais causés par un arrêt de fonctionnement intempestif constituent presque toujours un des éléments fondamentaux. Il est donc important de connaître avec précision la M.T.B.F. des éléments qu'on utilise, et éventuellement la façon dont la maintenance préventive, qu'il est aisé de chiffrer influe sur la M.T.B.F. de l'équipement.

2° Sans tenir compte des avantages de poids, de volume, etc., que présente une mise en sous-ensembles non réparables, celle-ci, dans certaines conditions, peut apporter une diminution du coût de la mission.

3° Le nombre optimal d'éléments de ces sous-ensembles est assez critique, et vite limité supérieurement. Les micromodules, les minimodules, et même les cartes imprimées semblent donc des solutions raisonnables de ce point de vue, à condition de tenir compte de cette limitation.

4° Le mode de raisonnement employé peut être transposé au cas des microcircuits évaporés et des circuits intégrés monolithiques mais les hypothèses de départ ne s'appliquent pas exactement. Une adaptation du calcul pourra être publiée ultérieurement.

Remerciements

Les auteurs tiennent à remercier les Directions de la S.E.F.T., du C.N.E.T et de la C.S.F. qui ont permis la publication de cet exposé. Ils remercient également les membres des équipes de fiabilité dont le travail a permis d'asseoir ces conclusions et, tout spécialement M. J.-M. GRANGE pour sa contribution à la clarification des calculs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] AMEIL X. — *L'Onde Electrique*, 1962 - 42 (428) p. 913 - 916.
[2] FOX B. — *Tenth Nat Symp on R.Q.C*, january 1964, p. 266 - 273.
[3] DARNELL P.S. — *Proc. IEE*, 1964, vol. 3, n° 2. p. 284-290.
[4] BLANQUART — *Fiabilité N°3*, 1964

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs 2 en 10^{-10} (*)

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Mai 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 151,8	— 150,5	— 150,3
2	— 150,2	— 149,6	— 150,6
3	— 148,4	— 151,3	—
4	— 149,4	—	—
5	— 150,0	— 149,5	—
6	— 151,4	— 149,9	—
7	— 149,6	— 150,5	—
8	— 149,8	— 150,2	—
9	— 149,6	— 149,9	—
10	— 149,4	— 150,5	—
11	— 150,7	—	— 150,5
12	— 150,5	—	— 150,5
13	— 149,7	—	— 150,6
14	— 149,3	—	— 150,6
15	— 149,6	— 150,7	— 150,4
16	— 151,0	— 150,7	—
17	—	— 149,9	—
18	— 149,0	— 150,2	— 150,4
19	— 150,9	— 150,1	—
20	— 150,7	— 150,1	—
21	— 150,3	— 149,0	—
22	—	— 149,8	— 151,4
23	— 148,4	— 150,1	— 151,6
24	— 148,2	— 151,6	— 151,1
25	— 149,6	— 149,2	— 151,0
26	— 149,6	— 150,4	— 150,3
27	— 149,6	— 150,4	— 149,1
28	— 149,4	— 150,1	— 149,9
29	— 149,3	— 149,9	— 150,5
30	— 149,6	— 149,6	— 150,3
31	— 148,4	— 149,8	— 150,4

Juin 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 150,3	— 149,6	— 150,2
2	— 150,4	— 151,0	— 151,0
3	— 150,1	— 150,2	— 151,3
4	— 149,9	—	— 151,1
5	— 148,8	—	— 150,2
6	— 149,7	—	— 150,3
7	— 149,0	—	— 150,8
8	— 148,6	—	—
9	— 150,3	—	— 150,2
10	— 150,9	—	— 150,9
11	— 150,2	—	— 150,5
12	— 150,1	—	— 150,5
13	— 149,4	— 150,4	— 150,6
14	— 149,8	— 149,9	— 151,2
15	— 148,7	— 149,8	— 150,7
16	— 149,1	— 149,8	— 151,3
17	— 149,7	—	— 149,2
18	— 150,1	—	— 149,3
19	— 149,4	—	— 150,3
20	— 150,5	—	— 149,7
21	— 150,5	—	— 149,9
22	— 149,5	—	— 149,4
23	— 150,3	—	— 148,4
24	— 149,3	—	— 149,6
25	—	—	—
26	— 150,2	—	— 150,9
27	— 150,5	—	— 151,3
28	— 150,2	—	— 151,7
29	— 149,4	—	— 150,4
30	— 148,4	—	— 150,9

(*) L'Atomichron n° 107 a cessé son service au début du mois d'avril. Les mesures ont été poursuivies comme auparavant avec l'étalon à rubidium, mais n'ont pu être rapportée au nouvel étalon à césium qu'à la fin du même mois. Il n'y a donc pas de mesures publiées pour le mois d'avril.

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb 2. Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs 2.

LISTES DES STATIONS DE RADIODIFFUSION SONORE EN ONDES MÉTRIQUES ET DES STATIONS DE TÉLÉVISION ZONE EUROPÉENNE

Le Centre Technique de l'Union Européenne de Radiodiffusion vient de publier l'édition n° 10 de la Liste des *stations de radiodiffusion sonore* en ondes métriques de la zone européenne de radiodiffusion, qui donne la situation au 1er janvier 1965. Cette publication est divisée en deux parties :

a) une liste des caractéristiques des émetteurs classés dans l'ordre suivant :

— ordre alphabétique des pays,

— ordre croissant des fréquences,

— ordre décroissant des puissances,

— ordre alphabétique des stations.

b) un index alphabétique des stations de chaque pays renvoyant à la page et à la ligne où l'émetteur considéré figure dans la liste.

Les caractéristiques données pour chaque émetteur sont les suivantes : nom de la station, organisme responsable de l'émetteur, programme diffusé, coordonnées géographiques, hauteurs du lieu et de l'antenne, canal, fréquence, puissance apparente rayonnée, directivité de l'antenne.

Les modifications de la situation du spectre survenues en cours d'année font l'objet de suppléments à la liste, édités tous les deux mois. Le prix de l'abonnement à la liste et à ses six suppléments est fixé à 100 francs belges.

L'édition n° 10 de la liste des *stations de télévision* de la zone européenne, qui donne la situation au 1er mars 1965, est actuellement en préparation. La présentation de cette publication est analogue à celle de la liste des stations de radiodiffusion en ondes métriques. Des suppléments bimestriels sont également publiés.

Le prix de l'abonnement de la Liste de télévision et à ses six suppléments est de 100 francs belges ; s'adresser à l'Union Européenne de Radiodiffusion, 32, av. Albert-Lancaster à Bruxelles.

NOMENCLATURE DES STATIONS DE NAVIRE

5e édition 1964

L'Union Internationale des Télécommunications vient de publier *la 5e édition de la Nomenclature des stations de navire*, nomenclature qui, d'après les dispositions du Règlement des radiocommunications doit être en possession des stations à bord des navires obligatoirement pourvus d'une station radiotélégraphique, peut aussi être d'une grande utilité pour d'autres stations de navire ainsi que pour les armateurs, les entreprises de sauvetage, de transport, etc.

Ce document contient les états signalétiques des stations de navire, rangées à l'ordre alphabétique du nom de la station, sans considération de nationalité. Les renseignements portent sur le nom du navire, l'indicatif d'appel, le pays dont relève la station, les fréquences utilisées, les classes d'émission, la nature du service, les heures d'ouverture, les taxes perçues pour l'échange de la correspondance, le liquidateur des comptes et, suivant le cas, le propriétaire du navire, le nombre d'embarcations de sauvetage équipées d'appareils radioélectriques, etc. A la fin du volume se trouvent les observations relatives aux stations de navire.

Les titres des couvertures et les textes explicatifs sont rédigés dans les langues française, anglaise et espagnole.

Le prix de vente d'un exemplaire de cette publication de 600 pages est de 5,80 *francs suisses*, comprenant l'emballage et les frais de port par la poste, demande à adresser à la Section des ventes de l'Union Internationale des Télécommunications, place des Nations, Genève (Suisse).

ACIER A 9 % DE NICKEL POUR BASSES TEMPÉRATURES

L'INTERNATIONAL NICKEL, a mis au point, il y a quelques années, un acier à des fins spécifiquement cryogéniques. Ce nouveau matériau — l'acier à 9 % de nickel — de réputation solidement établie, a largement contribué aux progrès réalisés durant les dernières années.

L'acier à 9 % de nickel est un acier ferritique possédant une excellente résistance et une résilience suffisante pour exclure tout risque de rupture fragile à des températures atteignant — 200 °C. Sa facilité de mise en œuvre, sa sécurité d'emploi et son prix de revient compétitif en font un acier largement utilisé dans l'équipement cryogénique.

Une étude sur les applications de ce métal dans les installations de liquéfaction et de stockage de gaz naturel a été réalisée sous le titre « Quelques réalisations françaises en acier à 9 % de nickel » récemment parue dans la Revue du Nickel. On y trouve des exemples d'utilisation de l'acier à 9 % de nickel pour la manutention et le stockage de méthane et d'oxygène liquides.

Un bateau spécial le « Jules-Verne » — dont la construction a nécessité plus de 1 000 tonnes d'acier à 9 % de nickel — a été conçu spécifiquement pour le transport du méthane liquide en provenance des gisements algériens. Sa description en est donnée dans l'étude mentionnée précédemment.

On trouve également dans cette étude des tableaux indiquant les caractéristiques mécaniques et les méthodes de soudage couramment utilisées pour l'acier à 9 % de nickel. On peut se la procurer gracieusement en écrivant au Centre d'Information du Nickel, 47 bis, avenue Hoche, Paris-8e.

MATIÈRE PLASTIQUE DE HAUTE RÉSISTANCE A LA CHALEUR

Le développement et le lancement sur le marché d'une nouvelle famille de matière plastique ont été annoncés par UNION CARBIDE Corporation. Ce nouveau matériau appelé « Polysulfone » est l'un des plus résistants mécaniquement et thermiquement de tous les thermoplastiques disponibles actuellement.

Une unité de production de ce nouveau plastique est en cours de construction à Marietta, Ohio, U.S.A. D'une capacité initiale de 5 000 t par an, elle produira des résines destinées au moulage par injection et à l'extrusion, dès le mois d'août 1965.

Les Polysulfones sont des matières plastiques transparentes et essentiellement stables et ininflammables. Avec la plupart des plastiques, ces dernières caractéristiques sont obtenues par addition de produits chimiques qui affectent leur résistance mécanique. Les propriétés des « Polysulfones » restent inchangées à des températures allant de — 100 °C à + 150 °C ; de ce fait, ce matériau peut être utilisé pendant un temps prolongé à des températures plus élevées que n'importe quel autre thermoplastique.

Les Polysulfones UNION CARBIDE ont déjà trouvé des applications commerciales comme par exemple :

— Outillages très résistants et d'un grande dureté, présentant une grande sécurité, et capables de résister à l'élévation de température due à l'échauffement lors d'opérations en continu.

— Accessoires d'automobiles résistant à la chaleur tout en conservant une bonne résistance mécanique et électrique.

— Composants de machines électriques pour lesquels on recherche une haute stabilité dimensionnelle, de bonnes propriétés diélectriques et la résistance à la chaleur.

— Appareils ménagers, pièces de machines à laver, légers et résistant à la chaleur et aux produits chimiques.

— Interrupteurs, coupe-circuits et autres articles comportant des parties métalliques.

WRH

— Tuyaux et feuilles extrudés, d'une grande dureté, présentant une bonne résistance à la chaleur, aux produits chimiques et à la corrosion sur une longue période.

Les Polysulfones représentent un progrès important dans le domaine des matières plastiques, car ces résines peuvent être utilisées pour la fabrication d'articles pour lesquels, jusqu'à maintenant, aucune matière plastique ne pouvait convenir.

Des échantillons pour essais seront disponibles à l'exportation au mois d'août, s'adresser à Union Carbide Europa S.A., 40, rue du Rhône, Genève.

REVÊTEMENT EN « VITON » POUR FILS D'ALLUMAGE D'AVIONS

Les fils d'allumage assurant la marche sans défaillance des moteurs de beaucoup de petits avions sont maintenant recouverts de fluoroélastomère « Viton » pour protéger la gaine métallique et l'isolant du câble contre l'attaque par la chaleur et les liquides corrosifs.

Dans le compartiment moteurs de ces avions règne une température pouvant atteindre 200 °C, et les câbles peuvent entrer en contact direct avec les carburants, les lubrifiants et les essences minérales. Le « Viton », qui résiste à une température de 230 °C en continu et à 315 °C par intermittences, est tout désigné pour cette application. De plus, sa résistance à l'abrasion protège les fils des fatigues mécaniques engendrées par les vibrations du moteur.

Le « Viton » est appliqué sous forme de solution et donne en séchant un revêtement souple, uniforme et flexible de 0,13 mm d'épaisseur, qui non seulement empêche le conducteur métallique de s'abîmer, mais encore repousse toute infiltration d'humidité ou de liquides provenant du moteur. Cet élastomère Du Pont est, de plus, ininflammable et donne un enduit protecteur pratiquement inattaquable. Essayé sur plus de 15 000 appareils pendant les quatre dernières années, les fils d'allumage protégés par le fluoroélastomère « Viton » remplacent des câbles qui comportaient une gaine métallique plus lourde et plus encombrante.

Du Pont de Nemours produit le « Viton » à l'état brut, mais ne fabrique pas les fils ou les câbles.

La Scintilla Division de la Bendix Corporation à Sidney, dans l'état de New-York, fournit des fils d'allumage protégés par fluoroélastomère « Viton ».

RÉCUPÉRATION DE L'OR

Par suite de la demande exceptionnelle d'or et de son utilisation considérable en électronique et en bijouterie, la Société P.M.D. Chemicals Ltd, Broad Lane, à Coventry (G.B.), a créé un nouveau service pour la récupération de l'or des transistors, diodes, fiches et douilles, circuits imprimés, montres rebutées et bains usés.

P.M.D. jouit de nombreuses années d'expérience dans l'application des méthodes de raffinage des métaux précieux, et le service que la Société offre maintenant est appuyé par les techniques les plus modernes. Ces dernières comprennent l'utilisation de décapants spéciaux pour récupérer les métaux précieux de tous composants, et la purification des bains par l'emploi de résines à échange ionique, susceptibles d'extraire le métal précieux des solutions acides ou alcalines.

L'augmentation du prix des métaux précieux a mis en lumière le besoin de ce nouveau service de récupération qui sera éventuellement augmenté pour comprendre d'autres métaux précieux tels que le rhodium, le platine, l'argent et le palladium.

Des précisions complémentaires à ce sujet pourront être obtenues sur demande adressée à P.M.D. Chemicals Ltd.

LA CALCULATRICE EMD 8-48 AVEC IMPRIMANTE INCORPORÉE

Jusqu'à présent, rien n'existait entre la petite machine à calculer électromécanique et l'ordinateur électronique dont la mise en œuvre est souvent disproportionnée à l'importance des tâches qui lui sont demandées.

L'ambition de l'Electronique Marcel DASSAULT a été de combler cette lacune, cherchant ce qu'avaient pu faire les industriels qui l'auraient précédés dans cette voie, en particulier en Amérique, elle a choisi de développer en Europe la seule machine qui répondait à son attente, celle de la MATHATRONICS.

L'EMD 8-48 possède :

— une puissance de calcul inattendue sous un tel volume ;

— une imprimante : opérandes et résultats sont immédiatement transcrits sur un ruban de papier ;

— un canal de liaison permettant l'échange d'informations avec tout système numérique.

Grâce à ses possibilités de programmation manuelle — 8 registres de mémoire et 48 éléments de programme — à ses facultés de programmation automatique concrétisées par son répertoire de formules enregistrées, l'EMD 8-48 est une véritable calculatrice

L'EMD 8-48 peut résoudre automatiquement toute opération couramment effectuée par les laboratoires, les bureaux d'études, les bureaux d'ingénieurs-conseils, les bureaux de calcul opérationnel ou de gestion, les centres de recherche ou d'observation, par exemple :

Fonctions trigonométriques et calculs topographiques, Calcul de radicaux, Elévation d'un nombre à une puissance quelconque, Résolution des équations de degré 3, 4 ou 5, Systèmes d'équations simultanées, Calcul de polynômes, Corrélations linéaires, Ecarts-types, Corrélations et distributions, Estimation de prix de revient, Evaluation de portefeuilles, Investissements, Etablissements de tarifs ou d'horaires, Tableaux d'intérêts composés, d'annuités et d'amortissements.

L'EMD 8-48 comportant un ensemble de formules enregistrées, permet d'obtenir entre autres : une addition en 1/100e seconde, un sinus en 3 secondes, un logarithme en 10 secondes, la solution de 2 équations simultanées en 4 secondes.

Le choix de cet ensemble de formules détermine la spécialisation de chacune des versions de la calculatrice dont quatre, outre le modèle de base, sont actuellement disponibles : mathématique, statistique, scientifique, génie civil.

Chacune d'entre elles peut être complétée par l'adjonction de deux à trois formules enregistrées sur demande particulière de l'utilisateur. Par ailleurs, il est possible d'associer à l'EMD 8-48 un organe périphérique : le P.I.L. (Perforateur - Imprimeur - Lecteur) et de lui adjoindre une mémoire de très grande capacité.

La mise en œuvre de cette calculatrice portable est simple et peut être faite par un personnel non spécialisé :

— elle ne nécessite aucune installation spéciale ;

— l'écriture mathématique courante suffit pour l'utiliser : virgule et parenthèses sont automatiquement placées ;

— nombre et formules sont frappés sur les touches du clavier comme si on les notait ;

— l'impression sur ruban papier permet de contrôler pas à pas le déroulement d'un calcul et de corriger immédiatement une erreur banale de manipulation.

Voici quelques autres caractéristiques de la calculatrice EMD 8-48 :

Précision : Addition : 9 chiffres significatifs. Multiplication/Division : 9 chiffres significatifs (utilisés), 8 chiffres significatifs (arrondis).

Technologie : circuits transistorisés, mémoire à ferrites.

Alimentation : 127/220 volts, 50 Hz, env. 300 watts.

Mémoire programme : 48 positions et possibilité d'extension.

Programmes enregistrés : $\sqrt{\ }$, sin, cos, tg, log, arc tg, etc.

Opérateurs mathématiques : $+ \; - \; \times \; \div \; (\;)$ chacun occupe une position en mémoire. La désignation d'un registre de mémoire nécessite deux des positions de cette mémoire.

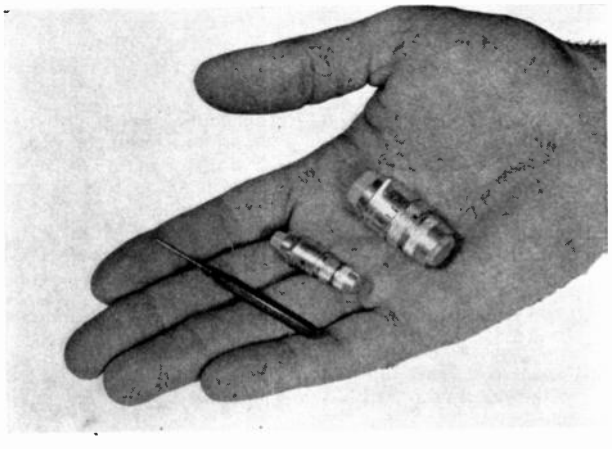
Registres de mémoire : 8 registres. Chaque registre peut mémoriser un nombre algébrique de neuf chiffres significatifs, multiplié par 10^n où $-41 \leqslant n \leqslant +49$.

Mobilité : Aucune installation spéciale n'est requise. Le poids est d'environ 35 kg.

CONNECTEUR A FORTE DENSITÉ DE CONTACTS

Souriau et Cie ont présenté au Salon de l'Aéronautique un nouveau connecteur rond microminiature en alliage léger protégé par cadmiage blanc, qui possède *la plus forte densité de contacts* qui soit au monde, pour des connecteurs à boîtier entièrement métallique verrouillable (8 à 15 contacts par cm²), selon les brochages étudiés (7, 12, 19, 27, 37 et 61 contacts).

Les contacts ∅ 0,6 mm, protégés or, sont à souder ou à sertir. Ils peuvent admettre des câbles série miniature de 0,09 à 0,22 mm² et également des câbles de 0,34 mm². Des tresses métalliques peuvent être raccordées aux boîtiers.



L'étanchéité est assurée en traversée et à l'accouplement.

Le verrouillage comporte une triple sécurité évitant les contraintes sur contacts et possède trois témoins de bon fonctionnement. Les fiches sont obligatoirement bien positionnées par rapport aux embases, grâce à trois clavettes. Le risque éventuel de mésalignement des contacts est réduit au minimum par l'adjonction d'une plaquette de fermeture des isolants.

Tension d'essai : 1 500 V eff. au niveau de la mer ; 375 V eff. à 30 000 m.

Intensité nominale : 3 A.

Résistance de contact : 3 mΩ.

Résistance d'isolement : 10^5 MΩ.

Température d'utilisation : — 55 °C à + 125 °C.

Rétention des contacts : 3,2 kg minimum après 10 démontage.

Endurance : 500 cycles complets de verrouillage-déverrouillage.

LE VIDEOCORDER SONY

Le Videocorder Sony PV-12OUE, le magnétoscope le plus moderne, capable d'enregistrer sur bande magnétique à la fois et simultanément des signaux audio et vidéo, a été présenté à Rome récemment à la conférence mondiale pour la création d'une « cité scientifique internationale ». Cet appareil qui est maintenant utilisé dans des écoles et des universités aux Etats-Unis et au Japon et qui trouve de nombreuses applications dans les domaines de l'industrie, de la médecine, de la technique, des sports et de la télévision peut enregistrer magnétiquement sur une bande de 50,8 mm en même temps les signaux audio et vidéo et les reproduire aussi souvent que l'on désire.

Le PV-12OUE utilise un système d'enregistrement à deux têtes « one-field-one-scan », mis au point par Sony : l'une des têtes enregistre un signal vertical de synchro. La combinaison des deux réalise un signal vidéo complet et assure un alignement simple de la tête et une image sans distortion.

Une heure d'enregistrement peut être mise sur un rouleau de 7 pouces se déroulant à une vitesse de 12,6 cm/s. Cette faible vitesse de déroulement, jointe à la bande spéciale Sony à faible frottement, assure à la tête une grande durée de vie.

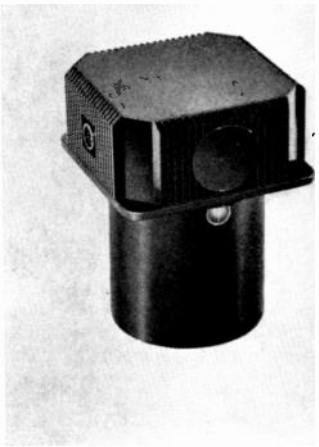
Parmi les délégués de 50 nations qui assistèrent à la présentation de cet appareil, le professeur Oxhandler de l'Université de Syracuse (Etats-Unis) a déclaré que le Videocorder Sony était employé par son Université à sa grande satisfaction et que l'appareil était particulièrement bien approprié au domaine de l'éducation. Parlant de la facilité d'utilisation de l'appareil, il a fait remarquer, notamment, sa maniabilité (dimension 43 × 45 cm, poids 67 kg), sa faible consommation de courant, ses commandes simples par boutons poussoir, la possibilité de ralentir et d'arrêter sur une image, d'enregistrer séparément le son, etc.

GYROSCOPE TELDIX DE RECHERCHE DU NORD VRAI POUR LES VÉHICULES AÉRIENS ET TERRESTRES

Pour le pilotage des véhicules aériens et terrestres, on se servait encore récemment de compas magnétiques et de gyros directionnels surveillés par des compas magnétiques. Les vitesses élevées de ces véhicules, soumises à des changements rapides, fausseraient trop l'indication d'un comjpas gyroscopique classique. On a réussi à construire des gyros directionnels appropriés aux vols polaires d'avions à réaction. En quelques heures, ces gyros directionnels ne dévient que faiblement de la direction choisie. Ainsi, on peut renoncer à la surveillance d'un compas magnétique à condition

qu'avant le décollage les directionnels soient alignés avec le nord géographique. A cette fin, la Société TELDIX, de Heidelberg, a étudié et réalisé un « gyroscope de recherche du nord vrai » (type NSK 3). En utilisant ce gyro de recherche du nord vrai pour la navigation maritime et aérienne, on n'a plus besoin de tenir compte de la déclinaison (angle entre le nord géographique et le nord magnétique).

Le gyro de recherche du nord vrai peut être monté rigidement sur des véhicules aériens et terrestres. Il n'est utilisé à bord de ces véhicules que pour aligner des gyros directionnels avec le pôle nord géographique avant le démarrage ou le décollage. En outre, il sert de transmetteur de



référence aux installations de radioguidage, aux aérodromes provisoires et aux petites stations côtières. Dans tous ces cas, le gyro exige moins de cinq minutes après mise en service pour rechercher le nord géographique avec une précision de ± 0,5°. Les compas gyroscopiques classiques demandent au moins une heure.

A la différence des compas magnétiques, le gyro de recherche du nord vrai n'est pas perturbé dans sa mesure par des masses métalliques environnantes ou des champs électriques.

Composition et fonctionnement

Le gyro de recherche du nord vrai comporte un petit volant gyroscopique d'entraînement électrique muni d'un axe de rotation horizontal. Le volant tourne dans un cylindre posé verticalement. Cette « boîte gyroscopique » est suspendue, par l'intermédiaire d'un palier à air presque sans frottement, à l'intérieur d'un second cylindre creux à pendule. Le cylindre creux contient également la pompe qui est nécessaire pour créer de l'air comprimé. Grâce à son installation dans le cylindre, le gyro est amené à la verticale. Si, par exemple, l'axe gyroscopique est aligné avec la direction Est-Ouest, la rotation de la terre exerce sur le gyro un couple de précession qui le fait tourner autour de l'axe vertical du palier à air jusqu'à ce que son axe soit dans la direction Nord-Sud, c'est-à-dire que le couple de précession soit devenu nul.

Un servo-moteur contrôlé par la tension de sortie d'un détecteur inductif fait tourner le cylindre creux pour l'amener à la même position que la « boîte gyroscopique » qui est à l'intérieur. Ainsi, la différence angulaire entre le cylindre creux et le boîtier extérieur lié rigidement au véhicule, détermine l'écart entre la référence nord géographique et le cap vrai. Le cap vrai peut être lu sur un cadran à travers le verre du boîtier. Un synchro incorporé qui se trouve entre le cylindre creux et le boîtier fournit un signal de tension alternative proportionnel au cap vrai. Ce signal sert à aligner un indicateur, un gyro directionnel ou une plate-forme gyroscopique avec le pôle nord géographique.

Caractéristiques techniques

Alimentation : 24 ± 4 volts continu.

Puissance absorbée : 80 watts.

Temps pour orienter le gyro vers le nord : moins de cinq minutes.

Précision de nord : ± 0,5°.

Volume : 6 litres.

Poids : 5 kg.

DEUX NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS TEXAS INSTRUMENTS POUR CALCULATEURS TRÈS RAPIDES

Conçus pour être utilisés dans de grands ensembles de calcul très rapides, deux nouveaux circuits intégrés ayant un délai de propagation de 5 nanosecondes, une dissipation moyenne et une grande souplesse d'utilisation, ont été réalisés suivant le concept « multi-fonctions » mis au point par TEXAS INSTRUMENTS. Les portes logiques non saturées qui constituent ces circuits ont une configuration ECL (Emitter-Coupled-Logic).

Les deux premiers types de cette nouvelle lignée portent les références SN 7 000 et SN 7 001. Le SN 7 001 est une double porte OU-NI comprenant deux résistances en sortie qui peuvent être indifféremment reliées à l'une des quatre sorties. Le SN 7 000 a une autre paire de résistances en sortie qui sont reliées intérieurement. Chacun de ces types comporte une porte à 3 entrées et une porte à 2 entrées. Les portes ont à la fois des sorties en phase et en opposition de phase avec les entrées, ce qui permet une plus grande souplesse d'emploi.

Il est possible d'obtenir une fonction Dot-OU à la sortie avec quatre portes simultanément, du fait que les résistances en sortie peuvent ne pas être reliées si on le désire.

La dissipation est de 40 mW par porte, plus 25 mW par porte, si les résistances en sortie internes sont utilisées. La température de fonctionnement est de 0 à 70 °C. Les circuits sont conçus pour commander une ligne de transmission de 100 Ω. L'immunité au bruit est de 250 mV. Les tensions d'alimentation sont de + 1,25 et — 3,5 V, avec la masse comme référence. Les niveaux logiques sont + 400 et — 400 mV. Le boîtier est du type « Boîtier plat » à 14 connexions.

PROGRAMME SYLVANIA DE CIRCUITS INTÉGRÉS

Le Département des Semiconducteurs de la SYLVANIA Electric Products Inc., filiale de la General Telephone and Electronics Corporation, vient de faire connaître ses plans pour l'élargissement des possibilités de production, de technique et de recherches dans le domaine des circuits intégrés.

Cette décision est fondée sur l'expansion rapide du marché et la demande croissante en circuits intégrés de la gamme SUHL (Sylvania's Universal High-level Logic, — circuits logiques universels de haut niveau Sylvania) de la part des secteurs de calculatrices et d'électronique militaire et industrielle. A la fin de la première phase du programme d'expansion, Sylvania disposera d'une capacité de production de plus de 100 000 circuits par mois.

Les circuits intégrés de Sylvania sont construits sur base de silicium selon une technique monolithique épitaxiale qui donne une bonne protection contre le bruit de fond, de grandes vitesses de commutation et un refroidissement rapide.

Des techniques de production nouvelles seront mises en œuvre, ainsi qu'un équipement automatique et semi-automatique pour la fabrication, l'assemblage et le contrôle des modules. Des dispositifs spéciaux d'épuration à écoulement laminaire assureront l'élimination totale de la poussière et des agents contaminants sur l'ensemble de la fabrication des circuits intégrés.

Le programme met un accent particulier sur la recherche et le développement de circuits intégrés, ainsi que sur la programmation à long terme afin de maintenir la position d'avant-garde en technique et d'assurer une croissance continue. Les plans prévoient d'ajouter, dès cette année, à la gamme de circuits SUHL produite actuellement d'autres gammes numériques, linéaires et multicouches de circuits intégrés.

La gamme actuelle de circuits intégrés SUHL comprend 12 déclencheurs d'entrée et les circuits basculeurs (Dual 4 NAND, Single 8 NAND, Quad 2 NAND, basculeurs à deux phases temporisées, basculeurs monophase et basculeurs J-K). Les circuits intégrés SUHL sont à couches noyées et à collecteurs épitaxiaux ; de géométries très faibles, ils possèdent une largeur de ligne ultra-fine. Les circuits intégrés Sylvania sont commercialisés en éléments normalisés TO-5 ainsi qu'en éléments spécialement plats, propres à Sylvania, pour permettre de les grouper sous un très faible volume.

TÉLÉPHONE LÉGER

Un nouveau modèle de téléphone léger, le Deltaphone, qui occupe une surface moitié moindre que celle du modèle classique et ne pèse que 910 g, a été mis au point par la Société STANDARD TELEPHONES AND CABLES LIMITED de Connaught House, Londres W.C.2., en coopération avec le Ministère des Postes Britannique. Le Deltaphone utilise un combiné de 120 g, qui, lorsqu'on ne s'en sert pas, repose dans le sens de la longueur sur l'appareil téléphonique. Autres particularités : sonnerie d'appel à intensité sonore réglable et éclairage de cadran.

Le Deltaphone mesure 212 × 109 × 107 mm et son comportement général électro-acoustique est similaire à celui du téléphone 706 des Postes Britanniques, qui satisfait aux normes mondiales pour appareils téléphoniques de haute qualité.

Le volume sonore de la sonnerie pouvant être réglé pour avoir un appel doux, moyen ou puissant, l'appareil peut être utilisé aussi bien dans un atelier que dans une bibliothèque. Quand il est réglé dans la position la plus forte, le volume sonore augmente progressivement jusqu'au maximum, aidant ainsi à diminuer le niveau de bruit moyen dans les bureaux à grande activité.

La tonalité d'appel est produite par un oscillateur à transistor et par un récepteur miniature du type à capsule. L'oscillateur produit un son de 2 000 Hz, qui est modulé à une fréquence de 16,66 à 50 Hz et interrompu à la cadence de sonnerie, émettant ainsi une sorte de roucoulement intermittent plutôt qu'un bruit de sonnerie.

La possibilité d'éclairage du cadran pour que les chiffres ressortent dans une pièce assombrie, ne nécessite aucune puissance extérieure, étant donné que l'éclairement est fourni par une lampe au gaz tritium montée dans le bâti du cadran.

Le combiné Deltaphone est analogue, du point de vue acoustique, au casque léger étudié par S.T.C. pour les standardistes et dont plus d'un quart de million est actuellement en service. Il utilise un microphone au charbon en série avec un pavillon exponentiel, qui élève le rendement acoustique du microphone pour les fréquences supérieures à la résonance propre de l'élément microphonique. La sensibilité du microphone à un signal de 1 000 Hz, quand on la mesure dans un champ libre de 32 dynes/cm² avec l'appareil à source de son artificiel réglé à la distance habituelle du pavillon pour la parole, est de 84dB pour une tension en circuit ouvert d'un microvolt par dyne/cm². La résistance dans les conditions convenant à la parole est de 84 ohms pour un courant d'alimentation de 47 milliampères.

L'écouteur, qui utilise une armature oscillante pour produire les sons, a une réponse en fréquence de ± 3dB de 200 à 3 500 Hz, la réponse s'élevant légèrement avec la fréquence. Sa sensibilité au signal de 1 000 Hz est de 47dB pour 1 dyne/cm² multiplié par la racine carrée de la puissance disponible en milliwatts.

COMMUNIQUÉS

ÉCOLES TECHNIQUES

I.S.E.P.

Le dixième anniversaire de la fondation de l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris (Ecole BRANLY) a été fêté le 17 juin 1965. Les invités de M. Vieillard, Directeur de l'I.S.E.P., et de M. Paul Abadie, Directeur des Etudes, ancien Président de la S.F.E.R., ont pu admirer de nombreux « projets » réalisés par les élèves des dernières années d'études.

CONCOURS D'ENTRÉE AUX INSTITUTS SUPÉRIEURS D'ÉLECTRONIQUE DU NORD ET DE PARIS

Le concours d'entrée en 2e année, commun aux *Instituts Supérieurs d'Electronique du Nord* (I.S.E.N.) *et de Paris* (I.S.E.P.), ouvert aux jeunes gens et jeunes filles titulaires du certificat de M.G.P. ou de M.P.C. (ou d'un *titre* officiellement reconnu équivalent) aura lieu les **mardi 21 et mercredi 22 septembre 1965.**

INSCRIPTIONS ET RENSEIGNEMENTS :

A l'I.S.E.N., 3, rue François-Baës, Lille (Nord), tél. 57.23.77 et 57.65.88.

A l'I.S.E.P., 21, rue d'Assas, Paris VIe, tél. BAB 33.16 et 41.81.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

SÉMINAIRE INTERNATIONAL DE BRUXELLES SUR L'AUTOMATISATION DANS LA PRODUCTION ET LA DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE 18-22 AVRIL 1966

Du 18 au 22 avril 1966, l'Institut Belge de Régulation et d'Automatisme et la Société Royale Belge des Electriciens organiseront un séminaire international sur le thème « *L'Automatisation dans la production et la distribution de l'énergie électrique* ».

Les conférences et débats auront lieu au Palais des Congrès de Bruxelles.

Le but des organisateurs est d'établir le bilan de l'apport des techniques de l'automatique à l'accroissement de la sécurité d'exploitation, ainsi qu'à l'optimalisation du processus de production et de distribution d'électricité par la rencontre internationale des spécialistes de l'automatique et des exploitants des centrales et des réseaux électriques.

Les sujets suivants seront discutés :

A. *Automatisation de la production de l'énergie électrique*

A. 1 — Régulation des générateurs de vapeur (chaudières, réacteurs nucléaires...).

A. 2 — Régulation des groupes turbines-alternateurs.

A. 3 — Démarrage automatique des unités.

A. 4 — Utilisation des calculateurs pour la surveillance, l'évaluation des performances et la conduite automatique des unités de production.

B. *Répartition automatique de la production entre les groupes ou centres producteurs.*

C. *Automatisation dans la distribution de l'énergie électrique.*

C. 1 — Derniers progrès réalisés dans la conception et l'automatisation de salles de contrôle électrique de postes importants.

C. 2 — Tendance dans le développement de la conduite automatique des réseaux.

Les langues admises pour le séminaire seront le français, l'anglais et l'allemand. La traduction simultanée sera assurée.

Les auteurs désireux d'apporter une contribution à ce séminaire devront faire parvenir le titre de leur communication et un résumé de deux pages dactylographiées à simple interligne avant *le* 30 *septembre* 1965.

Aucun auteur ne pourra présenter effectivement sa communication lors du séminaire qu'après avoir remis au préalable le texte de celle-ci en bonne et due forme au Secrétariat de l'Institut Belge de Régulation et d'Automatisme. Chaque auteur recevra en temps utile le règlement relatif aux textes et figures.

Un volume comprenant l'ensemble des communications présentées, ainsi que les discussions qui en découleront, sera publié six mois après la date de clôture du séminaire et sera remis gratuitement à tous les participants.

Jusqu'au 28 février 1966, le droit d'inscription au Séminaire est de *Fr. B. 2 500* par participant. A partir du 1er mars 1966, ce droit d'inscription est porté à *Fr. B. 3 000.*

Les auteurs dont les communications seront sélectionnées pour présentation lors du séminaire, bénéficieront d'une réduction de 50 % sur le montant du droit d'inscription.

Les versements sont à effectuer au compte n° 64.026, de l'Institut Belge de Régulation et d'Automatisme, à Bruxelles, auprès de la Banque de la Société Générale de Belgique.

Pour tous renseignements complémentaires, prière de s'adresser au Secrétariat de l'I.B.R.A., 3, rue Ravenstein, Bruxelles 1 (Belgique).

MICROELECTRONICS SYMPOSIUM SOUTHAMPTON 21-23 SEPTEMBRE 1965

Un symposium comprenant une trentaine de conférences sur les applications de la microélectronique va avoir lieu à l'Université de Southampton du 21 au 23 septembre 1965. Cette manifestation est organisée conjointement par la section sud de l'IERE, la section d'électronique sud de l'IEE et du département électronique de l'Université de Southampton.

Les sujets abordés comprendront les applications des procédés films minces et circuits intégrés linéaires, application aux calculateurs et aux commutateurs, emploi des transistors métal-oxyde semi-conducteurs (MOST's), systèmes de tracés et procédés de connexion, aspects économiques et humains.

Pendant ce symposium aura lieu une exposition montrant des circuits micro-électroniques et des composants en cours de fabrication.

Les inscriptions sont reçues au Secrétariat du Symposium, Department of Electronics, The University, Southampton (G.B.).

FOIRE SUISSE D'ÉCHANTILLONS BALE

Exposition I.N.E.L. 65 : 7 au 11 septembre

Assurée d'une large participation internationale, dont celle officielle et particulièrement importante des Etats-Unis, de la France et de la Grande-Bretagne, combinée avec d'importants congrès internationaux, la manifestation I.N.E.L. 65, deuxième Salon International de l'Electronique Industrielle ouvrira ses portes du 7 au 11 septembre 1965 dans les halls de la Foire de Bâle.

Cette manifestation ayant un caractère industriel, les appareils électroniques de divertissement — radio et télévision — en sont exclus. Elle embrasse les composants électroniques, les instruments de mesure électronique et les applications industrielles de l'électronique dans tous les domaines, tels ceux de la technique des courants faibles, du traitement des signaux, de la technique des courants forts, de l'automatique et des calculateurs.

3e CONGRÈS INTERNATIONAL AVEC EXPOSITION DE TECHNIQUE DE MESURE ET D'AUTOMATISATION

Düsseldorf, 13 - 19 octobre 1965

A l'INTERKAMA 1965 se retrouveront les producteurs et les utilisateurs, les ingénieurs de procédés, les ingénieurs d'études et les chercheurs, pour confronter leurs idées et leurs suggestions, faire échange d'expérience et connaître de nouvelles solutions aux problèmes de mesure et de réglage.

Les discussions techniques devant l'objet exposé ainsi que l'explication des aspects techniques et scientifiques au cours des conférences du congrès, serviront à ce but.

Les conférences, 72 au total, seront réparties en six conférences plénières et en dix-sept groupes de conférences. Les sujets traités concernent les principes fondamentaux des calculateurs pour la régulation des procédés, la technique de régulation analogique, digitale et hybride, les appareils pronostiquant le déroulement chronologique des variables du procédé, mais aussi l'art d'automatiser efficacement des installations avec des moyens simples.

Les conférences groupées seront consacrées à la situation actuelle de la technique de la mesure et de l'automatisation, en pleine évolution, et aux applications spéciales.

La mesure et l'automation étant aujourd'hui au service de toute la technique moderne, il n'a guère été facile de limiter le nombre des conférences et de les intégrer dans le temps disponible. Le matin, il ne sera fait qu'une seule conférence plénière pour permettre aux congressistes la visite de l'exposition. Les conférences sur les sujets groupés auront lieu l'après-midi. il n'a pu être évité de répartir les conférences groupées en trois sessions parallèles.

Ainsi le Congrès a-t-il pour but, cette fois encore, de donner aux participants une large idée des bases techniques et scientifiques et des possibilités d'application des appareils et des procédés démontrés à l'exposition, mais

aussi de les familiariser avec les solutions techniques générales qui se présentent dans les domaines les plus divers des applications chaque fois qu'il s'agit de réaliser un progrès économique et fonctionnel en poussant l'exactitude de la mesure et l'automatisation.

590 firmes au total exposeront à l'INTERKAMA : Exposition de Technique et d'Automation, 19 octobre 1965, à Düsseldorf : 363 sociétés allemandes et 227 étrangères. L'exposition couvrira 70 000 m².

Organisation du congrès : Nordwestdeutsche Ausstellungs- und Messe-Gesellschaft mbH - NOWEA-, 4 Dusseldorf 10, Boîte Postale 10 203, tél. : 4 40 41, télex : 0858 4853.

Date limite d'inscription : 25 septembre 1965.

LE 5e CONGRÈS INTERNATIONAL D'ACOUSTIQUE

Le 5e Congrès International d'Acoustique aura lieu du 7 au 14 septembre prochain au Palais des Congrès de la Ville de Liège (Belgique).

Le programme détaillé du Congrès ainsi qu'une brochure reprenant les « abstratcts » des quelques 450 communications qui y seront présentées sont envoyés à toutes personnes inscrites.

Outre la conférence inaugurale, 16 grandes conférences, dite « Conférences Générales » seront prononcées par des personnalités comptant parmi les plus éminents spécialistes de l'Acoustique.

Douze commissions se répartiront, par ailleurs, les travaux qui se regrouperont sous les titres ci-après :

A. Synthèse et Analyse de la Parole

B. Acoustique Physiologique et Psychologique

C. Acoustique Moléculaire

D. Ultrasons

E. Acoustique sous-marine

F. Contrôle de Bruit

G. Acoustique Architecturale

H. Acoustique des Salles

J. Electroacoustique

K. Acoustique Physique

L. Vibrations Mécaniques et Acoustique Aéronautique

M. Acoustique Musicale

Le texte intégral des « conférences particulières » sera remis aux congressistes dès leur arrivée à Liège.

Le Secrétariat du 5e Congrès International d'Acoustique fonctionne à l'adresse suivante : 33, rue Saint-Gilles, Liège (Belgique).

SALON INTERNATIONAL DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION

9 au 19 septembre 1965

L'intérêt porté par le public aux premières présentations de récepteurs à son usage conduisit à organiser une *exposition spécialisée* qui eut lieu du 25 août au 2 octobre 1924 sous le titre de « Première Exposition de T.S.F. ».

Le succès remporté par cette manifestation entraîna la création d'une exposition annuelle qui, à partir de 1925, fut organisée successivement à Luna Park, au Grand Palais, dans une construction provisoire du boulevard Raspail, à l'exposition coloniale de Vincennes, puis à nouveau au Grand Palais où en 1935 fut exposé pour la première fois un récepteur de télévision avec tube cathodique de 95 mm. C'est en effet à partir de cette époque que le poste de Paris P.T.T. diffusa des émissions de télévision avec un émetteur de 5 kW qui fut porté par la suite à 30 kW.

Interrompu par la guerre, le Salon reprit en 1949 sa périodicité annuelle, d'abord dans le cadre de la Foire de Paris puis au Musée des Travaux Publics qui abrite en 1951 le premier Salon de la Télévision, enfin depuis 1956 au *Parc des Expositions de la Porte de Versailles* qui permet de disposer d'emplacements en rapport avec l'importance de la manifestation.

L'Industrie Electronique Française a estimé en 1963 qu'il était opportun de réaliser une large confrontation internationale des matériels de radio et de télévision destinés au Grand Public. C'est ainsi que fut organisé, sous l'égide de la *Fédération Nationale des Industries Electroniques* (*F.N.I.E.*) et de la *Radio Télévision Française* (*R.T.F.*), le premier Salon International de la Radio et de la Télévision qui s'est tenu à Paris du 5 au 15 septembre 1963 et a constitué la première exposition de ce type dans le monde.

L'expérience ainsi tentée s'est révélée concluante et s'est traduite par un succès incontestable.

Respectant sa périodicité normale, ce Salon International de la Radio et de la Télévision se tiendra cette année encore à la Porte de Versailles, du 9 au 19 septembre 1965 dans le Hall Monumental du Parc des Expositions, à Paris. 30 000 m² de stands sont à la disposition des exposants.

L'*O.R.T.F.* assume la responsabilité de l'ensemble des spectacles réalisés dans le cadre du Salon qui, pour la télévision, sont diffusés sur un *double réseau intérieur* 625 *et* 819 *lignes.*

Un studio de 600 places est spécialement affecté à la réalisation de programmes de valeur exceptionnelle, notamment dans le domaine de la musique. La diffusion de ces programmes permet d'*apprécier la qualité des récepteurs et des ensembles haute fidélité* qui seront présentés au Salon.

Ces spectacles sont complétés par des attractions de music-hall et par des compétitions sportives qui ont pour cadre le Palais des Sports.

Ainsi le Salon est-il une *manifestation à caractère dynamique* qui offre au public la possibilité d'apprécier, en connaissance de cause, le fonctionnement et la qualité des appareils présentés par les firmes exposantes.

CONFÉRENCE INTERNATIONALE SUR LE COMPORTEMENT DES MATÉRIAUX FERROMAGNÉTIQUES ET DES PLASMAS EN HYPERFRÉQUENCE

Londres, 13-17 septembre 1965

La conférence sur le comportement des matériaux ferromagnétiques et des plasmas en hyperfréquence constituera pour l'Europe l'occasion d'une rencontre entre scientifiques et savants de tous pays conjointement penchés sur les problèmes que posent les théories et les applications des ferrites et des plasmas.

Des sommités scientifiques d'Europe, des Etats Unis et d'U.R.S.S. passeront en revue les développements et débouchés récemment offerts aux Etats Unis par de nouveaux matériaux ferromagnétiques.

Cette conférence se tiendra à Londres au siège de l' « Institution of Electrical Engineers », Savoy Place, du 13 au 17 septembre 1965.

Sections 1 et 2. — Radiations et Propagation dans un milieu anisotropique.

Section 3. — Propagation dans les guides d'ondes anisotropiques.

Sections 4 et 5. — L'appareillage en hyperfréquence (première et deuxième partie).

Section 6. — Mesures et Matériels.

Sections 7 et 8. — Interaction et comportement non linéaire des faisceaux d'électrons dans les plasmas (première et deuxième partie).

Section 9. — Comportement non linéaire dans les ferrites.

Section 10. — Microondes dans les Plasmas à l'état solide. Effet Gunn et description du phénomène.

Section 11. — Phénomènes électromagnétiques en acoustique.

2e CONGRÈS DE FORATOM

Francfort, 29 septembre - 1er octobre 1965

Le Congrès Foratom 1965, 2e Congrès du Forum Atomique Européen, aura lieu les 29-30 septembre et 1er octobre 1965 à Francfort/Main (Allemagne).

Il aura pour thème : « L'Energie Nucléaire en Europe, de la matière première à la distribution dans les réseaux interconnectés ». Ce thème général sera traité en 4 séances dont les sujets seront :

— 1) Fabrication des éléments combustibles.

— 2) Centrales nucléaires.

— 3) Emploi de l'énergie atomique dans les réseaux interconnectés.

— 4) Conclusions :

a) Utilisation future des centrales nucléaires en Europe
b) Production d'uranium

Le Congrès de Foratom est organisé par le Deutsches Atomforum. Les participants, de l'ordre de 600 personnes, viendront essentiellement des 14 pays d'Europe, membres de Foratom. En outre, l'A.I.E.A., l'E.N.E.A., l'EURATOM ainsi que les Forums Américain, Canadien et Japonais seront invités à s'y faire représenter.

Tous les renseignements sur le 2e Congrès de Foratom peuvent être demandés au siège de Foratom : 26, rue de Clichy, Paris 9e, tél. PIG 75.80.

PROCHAIN SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Le prochain Salon International des Composants Electroniques aura lieu à Paris, Parc des Expositions, Porte de Versailles, du 3 au 8 février 1966.

Les conditions générales d'organisation demeurent inchangées. Pour tous renseignements s'adresser à la S.D.S.A., 16, rue de Presles, Paris 15e.

COLLOQUE INTERNATIONAL DE COMMUTATION ÉLECTRONIQUE

Paris, avril 1966

Un Colloque International de Commutation Électronique se tiendra à Paris, en avril 1966.

Cette manifestation est organisée par la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens. Elle sera patronnée par l'Union Internationale des Télécommunications et par la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Ce colloque fait suite au Colloque International de Commutation Electronique qui s'est tenu à Londres en 1960. Des symposiums ont aussi été organisés en 1957 et 1963 par les Bell Telephone Laboratories.

Le programme, dont le détail sera précisé ultérieurement, traitera essentiellement des applications de la Commutation Electronique aux Télécommunications.

Les organisateurs souhaitent établir dès que possible une liste des personnes intéressées par ce Colloque, auxquelles nous ferons parvenir par la suite la documentation complète.

Sans tarder, écrire au Colloque International de Commutation Électronique, 16, rue de Presles, Paris 15e.

Les Congressistes désirant présenter des communications devront en envoyer les sommaires au secrétariat avant le 1er janvier 1966.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

UN ENSEMBLE DE CONDUITE AUTOMATIQUE DE LA C.D.C. ASSURERA LES ESSAIS DE STRUCTURE DE L'AVION CONCORDE

L'ÉTABLISSEMENT AÉRONAUTIQUE DE TOULOUSE vient de confier à la Compagnie des Compteurs la réalisation d'une installation destinée à la conduite des essais de structure de l'avion CONCORDE.

Un tel avion, volant à des vitesses supersoniques, s'échauffe considérablement : il importe donc d'étudier de très près cet échauffement cynétique que l'on simulera par des émetteurs infra-rouges disposés autour de la cellule ; il en va de même pour son refroidissement. Enfin, l'avion en vol est soumis à un système de forces diverses, variables, qui doivent être également simulées au cours des essais.

L'installation très complexe, réalisée par le Centre d'Automatisme de la Compagnie des Compteurs doit permettre de mettre en œuvre et d'étudier ces différentes simulations. Elle constitue un centre de mesure, de contrôle et de calcul qui assure d'une part, la conduite des essais en temps réel, essais qui permettent l'enregistrement toutes les 10 secondes de 2 000 mesures (ultérieurement de 4 000), la commande et la régulation de 150 voies de chauffage, d'autre part, après les essais, le dépouillement et l'édition des résultats sous forme facilement exploitable par les bureaux d'études.

Le principal intérêt de l'installation est la commande des différents organes d'action qui s'effectue directement sous forme numérique par le calculateur intégré PALLAS qu'elle comporte, réalisé par la Société Européenne pour le Traitement de l'Information, SETI, filiale de la C.D.C.

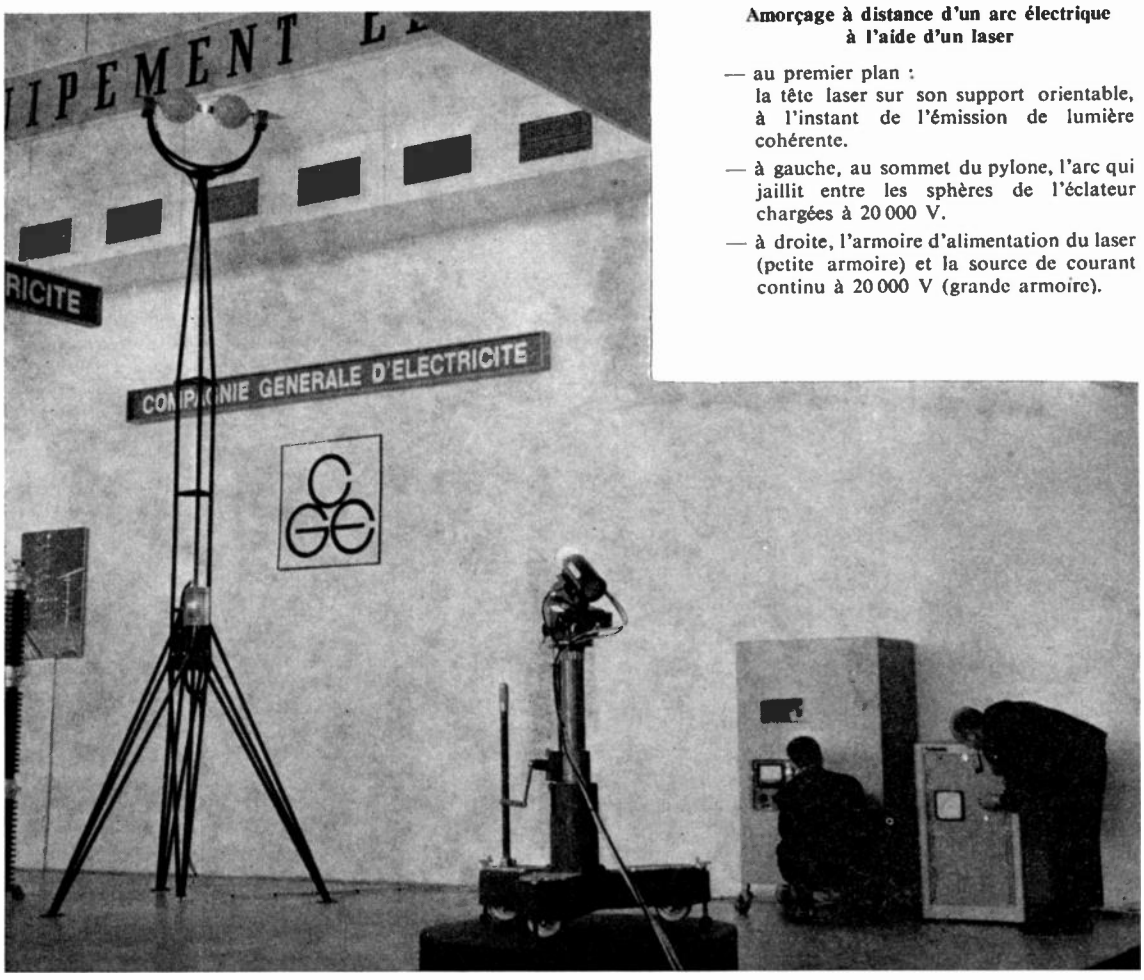
Avant chaque essai sera effectuée une vérification complète de chaque élément de l'ensemble, pendant l'essai, la signalisation de toute défaillance d'un des éléments de l'ensemble sera assurée.

AMORÇAGE D'ARC A DISTANCE PAR LASER

Le Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité a présenté à la Foire de Hanovre 1965, une des premières applications des lasers en électrotechnique courants forts : l'amorçage à distance d'arcs électriques à haute tension.

Un arc électrique jaillit entre deux éclateurs lorsque la différence de potentiel dépasse un certain seuil dit tension d'amorçage, ou lorsqu'on abaisse la rigidité diélectrique de l'isolant (solide, liquide, air ou autre gaz) se trouvant entre les éclateurs. Les techniques généralement utilisées jusqu'à ce jour font appel essentiellement au premier principe ; elles ont pour inconvénient principal de présenter des fluctuations importantes du retard à l'amorçage.

L'amorçage d'arc par laser découle du second principe. Après avoir chargé les éclateurs à une tension de 10 à 20 % inférieure à la tension d'amorçage, on envoie dans l'espace



Amorçage à distance d'un arc électrique à l'aide d'un laser

— au premier plan : la tête laser sur son support orientable, à l'instant de l'émission de lumière cohérente.

— à gauche, au sommet du pylone, l'arc qui jaillit entre les sphères de l'éclateur chargées à 20 000 V.

— à droite, l'armoire d'alimentation du laser (petite armoire) et la source de courant continu à 20 000 V (grande armoire).

les séparant, une impulsion de lumière cohérente émise par un laser à rubis ou à verre dopé au néodyme. Le passage du faisceau laser abaisse la rigidité diélectrique de l'isolant, ce qui provoque l'amorçage de l'arc électrique, avec un retard de valeur connue (quelques nanosecondes).

Ce nouveau procédé ne demande l'intervention d'aucune liaison électrique ou mécanique entre le dispositif de commande et le circuit commandé ; de plus, le faisceau laser étant peu affaibli lors de son parcours dans l'air, on peut envisager une action à distance qui, avec un dispositif optique approprié, peut atteindre plusieurs dizaines de mètres.

De nombreuses utilisations d'un tel dispositif sont actuellement envisagées, et en particulier :

● installations de laboratoire pour essais à très haute tension permettant :

— d'effectuer la commande synchrome du déclenchement des différents étages des générateurs d'ondes de choc ; rappelons que ces appareils, dont certains délivrent des tensions de plusieurs millions de volts, permettent, entre autres, de simuler les effets de la foudre sur les appareils électriques ;

— d'utiliser ce nouveau dispositif dans la méthode synthétique d'essais des disjoncteurs, grâce à la très grande rapidité et à la très grande précision de fonctionnement dans le temps qui le caractérisent ;

— de superposer à un instant précis, une onde de choc à une tension alternative, par exemple pour l'essai de parafoudres.

● recherches sur les plasmas : ce procédé permet de produire des décharges de très grande intensité (plusieurs millions d'ampères) dans des circuits chargés sous des tensions d'une centaine de milliers de volts, en vue de la production de plasmas à haute température ; par ailleurs, les caractéristiques de rapidité et de précision de fonctionnement dans le temps offrent également la possibilité de synchroniser des opérations liées à l'expérience principale telles que production de champs magnétiques intenses, commande d'ensemble de mesure, d'enregistrement, de contrôle, etc.

LE BG-Ea, NOUVEAU CALCULATEUR EMBARQUÉ, POINTERA ET GUIDERA LES ENGINS DE DÉFENSE ANTI-AÉRIENNE DE LA MARINE NATIONALE

Fruit d'une étroite collaboration entre la Division Militaire d'IBM France et le Service Technique des Constructions et Armes Navales, dans le cadre du système d'armes MASURCA, l'ensemble de calcul BG-Ea a été présenté le 23 avril à l'Etat Major et aux Services Techniques des forces terrestres, aériennes et navales françaises, dans les locaux de la Division Militaire d'IBM France.

Premier calculateur arithmétique embarqué, de conception et de réalisation entièrement françaises, travaillant « en temps réel », le BG-Ea a été spécialement étudié pour les besoins de la Marine Nationale. L'ensemble est caractérisé par de très nombreux dispositifs de conversion, d'entrée et de sortie d'informations dont la diversité permet une utilisation extrêmement souple en liaison avec des organes périphériques, tant numériques qu'analogiques.

Adapté aux problèmes de défense anti-aérienne des unités navales, le calculateur BG-Ea est destiné à équiper les frégates lance-missiles « Suffren » et « Duquesne », dont

l'armement anti-aérien à moyenne portée est constitué par l'engin MASURCA.

Quel est, dans ses grandes lignes, le rôle des calculateurs au sein de ce système de défense ?

A la suite du repérage au radar de raids ennemis, les calculateurs BG-Ea assurent le choix des cibles à attaquer ainsi que celui de l'arme appropriée, l'acquisition et la poursuite de l'objectif par une tourelle de télépointage radar en corrigeant automatiquement les mouvements de tangage et de roulis, le pointage de la rampe de lancement des missiles et le guidage du missile jusqu'à la destruction de l'avion ennemi.

Les BG-Ea constituent donc le centre nerveux du système d'arme MASURCA, premier système de défense contre avions utilisant des calculateurs numériques pour le guidage des engins mer-air.

La mise au point de ce nouveau calculateur, conçu par des techniciens de la Division Militaire d'IBM France, marque un nouveau succès des travaux menés en coopération avec la Défense Nationale, coopération remontant à 1956.

Constituée en division autonome et groupant 400 ingénieurs et techniciens confirmés, la Division Militaire d'IBM France a acquis dans les domaines militaires propres aux trois Armes une expérience unique en Europe. Elle a ainsi démontré, à nouveau, sa capacité de fournir des matériels répondant aux besoins les plus exigeants d'un armement moderne.

LA FRANCE POURSUIT SON ÉQUIPEMENT POUR LA RECHERCHE SPATIALE

Le Laboratoire d'Aéronomie du Centre National de la Recherche Scientifique vient de confier à la SOGEV (Société Générale du Vide), filiale de THOMSON et de la Compagnie Financière de Suez, la réalisation d'une chambre de simulation spatiale de 2 m de diamètre.

Cette chambre, qui permettra de reproduire certaines conditions d'environnement auxquelles sont soumis les vaisseaux spatiaux, servira à la mise au point d'expériences d'optique utilisant des rayonnements situés dans l'ultra-violet lointain. Ces expériences sont destinées à des recherches de physique solaire, d'aéronomie et de géophysique.

Parmi les essais qui seront entrepris à l'aide de cette nouvelle chambre de simulation spatiale de grand diamètre figure la mise au point des instruments scientifiques qui seront placés sur le satellite français D 2 et sur les satellites américains Oso et OGO. Cette réalisation fait d'ailleurs suite à la fourniture d'une chambre de simulation spatiale de dimensions plus réduites pour l'essai de composants, et qui comporte une enveloppe de monochromateur sous vide.

LE SIMULATEUR D'AMBIANCE SPATIALE DE BRÉTIGNY-SUR-ORGE

La COMPAGNIE DES COMPTEURS a constitué un groupement technique entre plusieurs de ses départements et de ses filiales pour poursuivre des recherches fondamentales, des études d'ensemble et des réalisations d'installations complexes concernant l'activité spatiale.

L'entrée dans le groupe d'une nouvelle filiale : la Société d'Etudes et Applications Vide Optique Mécanique, SEAVOM, dont les activités sont connues dans le domaine du vide, a complété la gamme de ses activités concernant l'espace : trajectographie, mémoires, météorologie, mesures thermiques, hygrométriques, magnétiques et électriques.

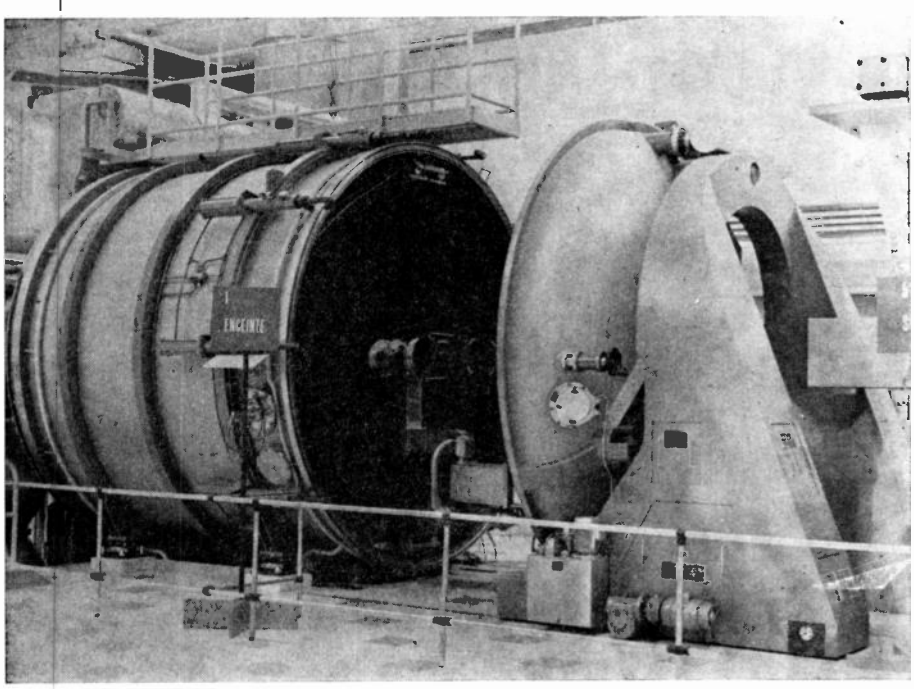
Le groupe COMPAGNIE DES COMPTEURS était ainsi à même de résoudre les problèmes qui lui ont été et qui lui sont posés par les organismes nationaux ou européens, ayant à mettre en œuvre un programme spatial, tel celui de la simulation de l'environnement spatial.

C'est une de ses réalisations qui a été inaugurée le 1er juin 1965 à la SOPEMEA dans le bâtiment PASCAL des établissements de Brétigny-sur-Orge.

Les engins satellisés sont toujours coûteux et les périodes pendant lesquelles ils peuvent être lancés dépendent des missions scientifiques qui leur sont confiées et des circonstances astronomiques. L'échec d'un lancement est donc regrettable à bien des titres.

Les conditions inhabituelles régnant aux hautes altitudes, risquent de perturber le fonctionnement d'un organe ou d'un composant électronique, et ainsi de compromettre définitivement une expérience. Il est donc vite apparu que des essais avant lancement permettraient de déceler et de guérir de façon préventive les « maladies infantiles » des satellites, à condition toutefois de pouvoir construire au sol un « récipient à cosmos » dans lequel les différents paramètres d'ambiance pourraient être recréés.

Le Centre National d'Etudes Spatiales a confié à la Com-



Simulateur d'ambiance spatiale de Brétigny-sur-Orge.

Caisson ouvert montrant un engin à essayer fixé au couvercle mobile.

Une maquette de l'ensemble de l'installation de simulation a fait l'objet de la figure 21 de l'article de M. CAZALAS, page 972 du présent n° de *l'Onde Électrique*.

pagnie des Compteurs et à sa filiale la SEAVOM la réalisation d'un simulateur d'ambiance spatiale permettant de reconstituer au sol les conditions d'ambiance dans lesquelles se trouve un satellite sur orbite, c'est-à-dire essentiellement : vide poussé, fond noir de l'espace, illumination solaire.

On a renoncé à simuler à grande échelle les autres conditions telles que : rayonnement de la terre, radiations cosmiques, micrométéorites, etc., dont l'importance, on l'imagine sans peine, est cependant considérable, mais dont la reconstitution conduirait à des réalisations d'une complexité et d'un coût prohibitifs. Les essais correspondants, sauf en ce qui concerne le rayonnement terrestre, seront exécutés, après analyse des processus physiques, dans des installations particulières à petite échelle.

Le simulateur est donc un caisson en acier inoxydable de 3,5 m de diamètre et 3,5 m de longueur dans lequel on réalise un vide poussé, le satellite étant entouré d'un écran thermique froid et noir et illuminé par un soleil artificiel devant lequel il tourne.

Il sera possible, dans ces conditions, d'étudier le comportement du satellite et de ses composants dans des conditions proches du réel en faisant des essais de quelques heures ou quelques jours qui permettront d'éliminer les cas de « mortalité ».

Le vide atteint doit être suffisant pour supprimer les échanges thermiques d'atmosphère par convection et conduction et obtenir un certain dégazage des matériaux. Il est limité par des considérations de performances pratiques des groupes de pompage. Le CNES a retenu le chiffre de 5.10^{-8} torr comme pression limite à atteindre en 10 heures. Cette pression correspond approximativement à une altitude de 100 km.

L'écran thermique est refroidi par de l'azote liquide et a, de ce fait, une température d'un peu moins de 100 °K. Cet écran thermique peut également être porté à 100 °C, par chauffage à l'azote gazeux, ce qui permet une utilisation en vide-température du simulateur pour de nombreux essais.

La simulation solaire est réalisée par un dispositif externe au caisson. Le satellite est éclairé à travers un hublot en quartz par le flux émanant d'une lampe au xénon ayant un spectre très voisin de celui du soleil.

Le simulateur spatial du CNES permettra de tester des satellites petits ou moyens (moins de un mètre de diamètre et environ 80 à 100 kg) qui correspondent au programme spatial français actuel.

Il est le premier simulateur européen et, il faut le souligner, de construction entièrement française.

INSTALLATION A BRÉTIGNY DE LA PREMIÈRE STATION DE TÉLÉMESURE ET DE TÉLÉCOMMANDE DE SATELLITES

Cette station « IRIS » fait partie des six stations commandées par le C.N.E.S. à la C.S.F. ; c'est le premier maillon d'une chaîne dont les cinq autres doivent être implantées en Afrique et dans le Proche Orient. Elles seront mises en service avant la fin de cette année.

Dans le domaine spatial, C.S.F. développe son activité. Cinq stations de télémesures de fusées sont réalisées par cette Compagnie pour le compte du Service d'Equipements des Champs de Tir, dépendant de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais, de la Délégation Ministérielle pour l'Armement.

Un matériel complet de *décommutation* est également construit en système P.C.M. (Pulse Code Modulation) pour cette Administration.

INSTALLATION DES STATIONS FRANÇAISES DE POURSUITE DE SATELLITES « DIANE »

L'installation des deux premières stations de satellites du réseau « DIANE » réalisées pour le compte du Centre National d'Etudes Spatiales par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON vient de se terminer. Elles sont situées en Afrique, de part et d'autre de l'Equateur, l'une à Hammaguir, l'autre à Prétoria.

La réalisation s'est effectuée dans des délais particulièrement courts (dix-mois après la notification du contrat). La maîtrise d'œuvre était assurée par THOMSON qui a conçu et fourni les équipements électroniques, et a confié la réalisation des antennes à la Société STAREC.

Ces stations font appel à des techniques pour lesquelles THOMSON s'est acquis une réputation internationale : récepteurs de grande sensibilité, chaînes d'amplification à haute stabilité, systèmes perfectionnés de mesure de phase et, surtout, procédés originaux de démodulation qui accroissent considérablement la portée des stations.

Dès à présent, de nombreux satellites ont déjà été poursuivis à de très grandes distances, ce qui confirme la valeur des solutions techniques adoptées. En particulier, la direction du satellite « Explorer 26 » a pu être déterminée d'une manière très précise alors qu'il se trouvait au voisinage de son apogée, soit à plus de 26 000 km de la station d'Hammaguir.

LE C.E.R.S. ADOPTE LE SYSTÈME « DIANE » DE POURSUITE DE SATELLITES

Le Centre Européen de Recherches Spatiales (C.E.R.S.-E.S.R.O.), à la suite d'une compétition internationale sévère, vient de porter son choix sur le système « DIANE » de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON pour l'équipement de sa première station de poursuite de satellites, c'est un succès important pour l'électronique française.

Cette station de poursuite de satellites par interférométrie sera installée à Redu, dans les Ardennes belges. Elle sera identique aux deux stations « DIANE » qui ont déjà été installées pour le compte du C.N.E.S. et font l'objet de l'information qui précède.

Par rapport aux techniques connues antérieurement, les procédés originaux de réception et de mesure qui ont été imaginés et mis au point par les services de recherche de THOMSON ont permis d'accroître notablement la précision de localisation et la portée des stations.

SURVEILLANCE AUTOMATIQUE DES RADIO-BORNES

La C.S.F. à la demande du Service Technique de la Navigation Aérienne, vient d'installer un équipement de surveillance automatique de radio-bornes « FAN-MARKER » de l'Aéroport d'Orly.

Ces bornes jouent, on le sait, un rôle majeur dans la sécurité du trafic : elles servent à délimiter les zones d'attente autour des aérodromes. Mais leur rayonnement, essentiellement vertical, empêche une écoute radio-électrique normale pour s'assurer, du sol, de leur bon fonctionnement permanent.

L'ensemble de l'équipement de surveillance est constitué par deux appareils TA-104 (transmetteur automatique d'information), associés à un TA 104-A2.

L'installation *assure la transmission de l'alarme* lors d'un changement d'état de la balise, dans les trois cas spécifiques : panne secteur, panne émetteur normal, panne générale.

Les responsables concernés sont alors alertés *automatiquement* et *successivement* sur le réseau téléphonique général. Chacun peut arrêter à distance les émissions de l'alarme, en appelant la balise qui est dotée d'un numéro d'appel au même titre qu'un abonné normal. A la fin du cycle d'appel ou *après un rappel* par l'un des responsables alertés, le dispositif revient à l'état de veille.

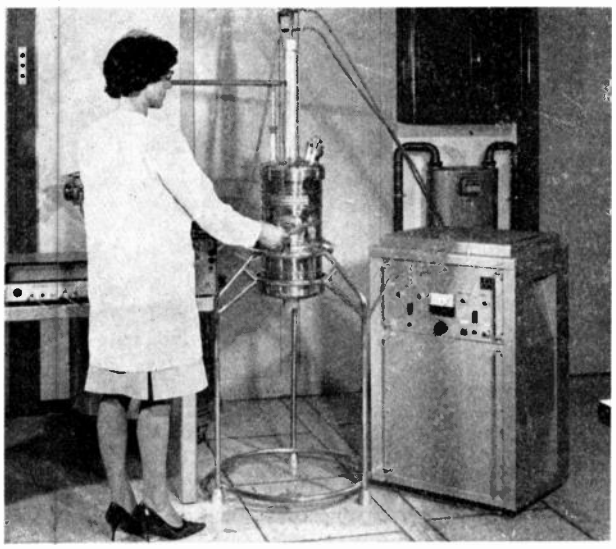
En outre, la borne *peut être « interrogée » à tout moment* à partir de n'importe quel poste téléphonique. L'appel du numéro de la borne suffit. Dès qu'elle est sollicitée, elle annonce automatiquement l'état de son fonctionnement : « Tout va bien — Rien à signaler », « Panne secteur », « Panne émetteur normal », « Panne générale ».

Un tel équipement contribue efficacement à l'accroissement de la sécurité du trafic aérien. Il trouvera aussi de nombreux autres débouchés, non seulement dans le domaine aéronautique, mais dans les secteurs industriels où se posent des problèmes de contrôle à distance.

RÉALISATION D'UN AIMANT SUPRACONDUCTEUR DE 45 000 GAUSS

Le Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité vient de réaliser un nouvel aimant supraconducteur de 45 000 gauss intégré dans un système cryogénique complet, manipulable à distance.

Les procédés de mise en œuvre des matériaux supraconducteurs utilisés assurent une excellente stabilité des caractéristiques dans le temps. La conception du bobinage supraconducteur a bénéficié des travaux effectués par le Centre de Recherches de la C.G.E. en collaboration avec le Département Saturne du Commissariat à l'Energie Atomique, dans le cadre de son programme d'application des champs intenses à l'instrumentation de physique corpusculaire.



Ensemble ayant fonctionné sur faisceau au C.E.R.N. et réalisé par le Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité. Armoire (à droite) alimentant deux bobines supraconductrices fonctionnant à 4,2° K dans un cryostat (au centre) muni d'une traversée radiale. Celle-ci permet l'expérimentation à la température ambiante.

Le cryostat à hélium liquide permet l'utilisation aisée du champ magnétique à la température ambiante, grâce à une traversée radiale située entre deux bobines supraconductrices fonctionnant à 4,2° K. C'est la première réalisation de ce genre en Europe, et probablement au monde.

Cet appareillage a été exploité le 15 mai 1965 au C.E.R.N. à Genève par les Physiciens du Centre de Recherches Nucléaires de Strasbourg, à qui il a permis de réaliser une expérience originale de physique corpusculaire, utilisant la méthode ionographique.

PRODUCTION DE CHAMPS MAGNÉTIQUES DE 250 000 GAUSS

L'U.S. National Magnet Laboratory de Cambridge (Massachusetts) a réussi récemment à créer un champ magnétique continu d'une intensité de 250 000 gauss. C'est le champ magnétique le plus puissant jamais produit par l'homme. (Les techniciens de Saclay étaient arrivés l'année dernière à produire un champ magnétique de 100 000 gauss, ce qui à l'époque était un record).

L'électro-aimant qui sert à produire ce champ est constitué de trois bobines concentriques de fil métallique. Du courant est envoyé dans les bobines à un taux de pointe de 10 millions de watts. Le champ atteint son maximum d'intensité au centre du cœur commun des bobines. Quelque 200 000 gauss se trouvent ainsi produits dans un espace de 5,40 cm de diamètre. Grâce à deux pôles de fer insérés dans cet espace, on a pu réaliser une induction magnétique de 250 000 gauss dans un espace utile en forme de disque ne mesurant que 3 mm de diamètre sur 4 mm d'épaisseur. Des pièces d'acier fixées à chaque bobine leur permettaient de supporter sans déformation des pressions pouvant aller jusqu'à 4 tonnes/cm^2 ; de l'eau sous pression, envoyée par des centaines de petites canalisations, les empêchaient de fondre.

Selon M. Bruce Montgomery, qui a dirigé l'expérience, des recherches vont se poursuivre pour parvenir à un champ continu de 300 000 gauss ou à des champs pulsés, ne durant que quelques secondes, de plus de 400 000 gauss.

SIMULATION ET ÉTUDE DE LA RÉGULATION AUTOMATIQUE D'ÉCHANGEURS THERMIQUES DE LA CENTRALE ATOMIQUE EL-4

Au Centre d'essais de l'E.D.F., un calculateur analogique universel « ANALAC » A-110 a été relié aux capteurs et aux vannes d'un échangeur thermique prototype pour simuler divers types de régulation pour les échangeurs de la future centrale atomique EL-4.

Ces calculs entrent dans le cadre d'une étude générale qui permettra de déterminer, non seulement le fonctionnement dynamique des échangeurs thermiques, mais encore de préciser leurs fonctions de transfert et de réaliser leur régulation automatique.

Rappelons que la Société « ANALAC » fait partie du groupe de la CITEC — Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Electroniques de Contrôle récemment créée par la CGE et la CSF — pour regrouper leurs activités dans le domaine du traitement de l'information et de l'automatisme électronique.

CENTRALE NUCLÉAIRE EN SUISSE

Après la Belgique (Mol), l'Italie (Trino), la France (Chooz), l'Espagne (Zorita) et l'Allemagne de l'Ouest, la Suisse va être équipée d'une centrale à énergie nucléaire par la Westinghouse Electric Cy.

Cette société fournira la partie primaire, le réacteur nucléaire et les installations afférentes, tandis que la société Brown Boveri, fournira la partie secondaire et les 2 turbines.

Construite à Beznau sur île de l'Aare près de Baden, l'usine NOK (Nordostschweizerische Kraft Werke) sera la plus puissante d'Europe (350 MW) et utilisera la technique Westinghouse d'eau pressurisée en cycle fermé mise au point à l'usine Yankee Atomic aux U.S.A.

Cette décision annoncée à Genève le 19 juillet 1965, permettra à la Suisse de se doter, dès 1969, d'une centrale atomique fonctionnant à l'uranium enrichi et susceptible de faire face à ses besoins accrus en énergie électrique, à des prix immédiatement compétitifs.

INSTALLATION RADIO DE TELEFUNKEN POUR LA HOLLANDE ET LA SCANDINAVIE

L'administration hollandaise des postes a chargé la Société Telefunken de la construction d'un réseau complémentaire de télécommunications en Hollande utilisant les appareils du nouveau système radio « FM 600-TV/7400 ». A part un klystron dans la marge d'émission, ils seront entièrement équipés de transistors et pourront transmettre, au choix, 600 canaux pour téléphone ou une image télévisée avec son.

En outre, la Société Telefunken a été chargée par les administrations des postes suédoise et danoise de l'équipement d'un réseau radio sur le Oresund entre Malmö et Hilleröd. Les appareils employés seront ceux du système « FM 1800-TV/6000 » qui, de même, sont équipés de transistors — à part un tube à onde progressive dans la marge d'émission —. Ce réseau radio pourra transmettre soit 1800 conversations téléphoniques, soit une image télévisée avec quatre canaux pour le son. Comme le réseau traverse la mer, on a fait usage de la réception « diversity », afin d'augmenter la sécurité de la retransmission.

CARNETS DES SOCIÉTÉS

GROUPEMENT INTERNATIONAL POUR LE PROJET NADGE DE L'OTAN

Le projet NADGE (NATO AIR DEFENCE GROUND ENVIRONMENT) est entré dans une phase décisive. Il s'agit de la réalisation complète d'un nouveau système électronique de défense aérienne couvrant les pays européens de l'OTAN, de la Norvège à la Turquie. La première partie des propositions techniques a été remise au mois de mai 1965.

Etant donné l'ampleur du projet (plus de 1 milliard de francs français) et le souci d'assurer aux industries de chaque pays de l'alliance une part de la production et des travaux, l'OTAN a favorisé la création de consortia internationaux. Trois de ceux-ci restent en compétition, dont le Consortium NADGE ITT, auquel participe CSF.

I.T.T. (International Telephone and Telegraph) (U.S.A.) assume le rôle de maître d'œuvre de ce Consortium qui groupe les compagnies suivantes :

— pour le système de détection : A.E.I. (Associated Electrical Industries) (G.B.) et C.S.F. (Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil (France) ;

— pour le système de traitement de l'information et les télécommunications : ELLIOTT Automation (G.B.), I.T.T. (U.S.A.), LITTON Industries (U.S.A.), UNIVAC (U.S.A.) ;
et enfin,

— pour le génie civil : J.L. KIER (G.B.).

Ainsi constitué, le Consortium NADGE ITT a la possibilité de fournir l'éventail complet des matériels électroniques de défense aérienne. Il bénéficie à cet égard d'une expérience pratique exceptionnelle, chacune des compagnies comptant à son actif la réalisation d'importants systèmes.

Les bureaux du Consortium sont situés dans les locaux de LITTON Industries, 120, avenue des Champs-Elysées, et de ITT Data Systems Division, 1, rue Rabelais, Paris-8e.

UNE SECONDE USINE SGS-FAIRCHILD EN ANGLETERRE

SGS-Fairchild Ltd. Ruislip (G.B.), va créer une seconde usine en Angleterre qui s'ajoutera à celle qui existe déjà près de Londres.

Fidèle à sa politique consistant à créer des établissements et laboratoires de recherches dans tous les pays où elle travaille, la SGS-Fairchild a commencé la construction de nouvelles usines en France et en Suède qui s'ajouteront à celles existant déjà en Italie et en Angleterre.

L'augmentation de la demande sur le marché anglais exige un renforcement de son potentiel productif en Angleterre et le nouvel établissement répondra à cette exigence.

Le bâtiment couvrira 9 000 m² environ et la construction aura lieu en deux phases ; on compte commencer la production vers la moitié de 1966 dans une usine de 4 500 m² environ.

L'usine produira des microcircuits intégrés planar au silicium et des dispositifs à semiconducteur pour toutes les applications de l'électronique « grand public » (radio, télévision, appareillages acoustiques, etc.).

De son côté l'usine actuelle de SGS-Fairchild à Ruislip élargira sa production de transistors, diodes et produits spéciaux pour les applications militaires, professionnelles et industrielles.

Les deux établissements produiront ensemble, plus de 90 % des semiconducteurs vendus par SGS-Fairchild en Angleterre et, de plus, ils pourront exporter des circuits intégrés dans les pays de l'EFTA. De cette façon les usines anglaises compèteront la production du nouvel établissement en construction à Marsta en Suède, qui, au début, construira des transistors à petite géométrie.

LA COMPAGNIE DES COMPTEURS EN ESPAGNE

Le 31 mai 1965 a eu lieu à Montornès, dans les environs de Barcelone, l'inauguration d'une nouvelle usine où la COMPANIA DE CONTADORES, filiale espagnole de la COMPAGNIE DES COMPTEURS, va transférer celles de ses activités exercées jusqu'ici dans l'usine de Barcelone, qui ne répond plus aux besoins d'une entreprise en plein développement.

En même temps, était fêté le centenaire de la création, à Barcelone, de l'atelier de réparations de compteurs à gaz qui allait devenir, en un siècle, la société actuelle dont l'effectif s'élève à 890 personnes réparties entre les usines de Catalogne et de Madrid.

CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES DU CENTRE

Entrées dans le Groupe Compagnie des Compteurs en 1949, les Constructions Radioélectriques et Electroniques du Centre se sont spécialisées dans la construction d'appareils de mesure électroniques, c'est-à-dire essentiellement :

— d'une part, les oscillographes cathodiques, les générateurs de signaux, les alimentations stabilisées,

— d'autre part, l'instrumentation nucléaire et l'appareillage de radioprotection, dont une partie est réalisée sous licence du Commissariat à l'Energie Atomique.

L'inauguration de la nouvelle usine de Saint-Etienne, le 21 mai 1965, est le signe de l'expansion de la Société, dû, en partie, au développement de la fabrication des oscilloscopes dont C.R.C. est parmi les principaux constructeurs français, et surtout au développement extrêmement rapide des activités de la Société dans le domaine nucléaire.

Cette évolution a conduit les dirigeants des Constructions Radioélectriques et Electroniques du Centre et du Groupe Compagnie des Compteurs à entreprendre la réalisation d'une nouvelle usine permettant de répondre, dans les meilleures conditions, à la demande des marchés français et étrangers, notamment des organismes de recherches européens.

Situé à proximité de l'ancienne usine (4 000 m²), le nouvel ensemble couvre 10 000 m². Entré en service en octobre 1964, il abrite les services d'études, les services administratifs et commerciaux et tous les services qui concernent les fabrications proprement électroniques, tandis que l'ancienne usine, actuellement en cours de rénovation, est consacrée aux activités de mécanique, tôlerie, peinture, etc.

Parallèlement, l'effectif du personnel a été considérablement accru et 600 personnes travaillent aujourd'hui dans ces locaux, au nombre desquelles 150 ingénieurs et techniciens — les seuls bureaux d'études emploient 80 ingénieurs et techniciens hautement qualifiés.

Dans l'avenir, ces effectifs sont d'ailleurs appelés à s'accroître de même que les surfaces occupées si, comme il est permis de le penser, l'expansion de la société se poursuit à un rythme aussi favorable. Dans ce but, la nouvelle usine a été conçue pour permettre des extensions jusqu'à 30 000 m² et un effectif de 2 000 personnes.

WRH

THOMSON - MEDICAL

Du diagnostic à la thérapeutique, la médecine fait de plus en plus appel à l'électronique. Pour répondre à ces besoins nouveaux, la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON vient de créer à Paris la Société THOMSON MÉDICAL.

Cette société, qui a pour objet l'étude, le lancement et la mise en œuvre d'appareils électroniques appliqués à la médecine pour le diagnostic, ainsi que pour la surveillance et le traitement des malades, disposera du potentiel de recherche et de production du groupe THOMSON.

A ce groupe, se rattachent déjà la Compagnie Générale de Radiologie et la Société COTELEC qui travaillent en étroite liaison avec le Corps médical et les Facultés françaises. La Compagnie Générale de Radiologie occupe actuellement, en France comme à l'étranger, une position de premier plan dans le domaine de la radiologie médicale, et COTELEC consacre une large part de ses activités à la détection et au traitement des affections cardiaques.

La création de THOMSON MÉDICAL devrait favoriser le développement de la coopération avec le Corps médical et aider à la mise au point de techniques et d'appareils nouveaux qui mettront au service de la médecine française les constants progrès de l'électronique.

CRÉATION DE DEMAG - THOMSON - AUTOMATION

Une nouvelle société franco-allemande, « DEMAG - THOMSON - AUTOMATION GmbH », vient de voir le jour. Cette entreprise, dont le siège sera à Duisbourg, a été créée par un accord entre la Société DEMAG et la Compagnie Française THOMSON - HOUSTON, qui apportent chacune la moitié du capital.

Au sein de la nouvelle Société, la DEMAG et la Compagnie Française THOMSON - HOUSTON unissent leurs intérêts dans un secteur en plein développement : l'automation appliquée à l'industrie sidérurgique, à la manutention et à l'exploitation minière.

La DEMAG est la plus importante entreprise de constructions mécaniques d'Europe. Son programme de fabrication s'étend des complexes sidérurgiques — y compris les installations et matériels pour l'exploitation minière, le secteur complet de la technique de levage et de manutention et les ponts métalliques — aux groupes compresseurs, aux machines pour travaux publics et aux réacteurs nucléaires.

Dans ses bureaux d'études et ateliers ont été conçus et réalisés des équipements destinés à l'industrie sidérurgique de tous les pays européens. La DEMAG a également équipé les premières usines sidérurgiques de Birmanie, de Corée, d'Egypte, etc. Actuellement, elle construit la première aciérie de l'Inde pour la production d'acier fin. Après achèvement des travaux d'étude et de construction, c'est une société affiliée à la DEMAG qui assurera la fourniture du premier réacteur marin allemand. Rappelons que dans les ateliers DEMAG « Levage et Manutention » à Châlons-sur-Marne, sont fabriqués des appareils de levage standard et des ponts roulants suspendus.

La nouvelle société « DEMAG - THOMSON - AUTOMATION GmbH » bénéficiera de la riche expérience acquise par deux grandes entreprises européennes, fortes chacune d'une tradition industrielle née au siècle dernier, qui mettent aujourd'hui en commun leurs connaissances dans le secteur de l'automation.

La Compagnie Française THOMSON - HOUSTON et la DEMAG croient fermement que l'automation est appelée à jouer un rôle de plus en plus important dans le développement industriel. Par la création de cette Société commune, elles répondent à une nécessité économique et apportent une contribution concrète à la coopération européenne.

SOCIÉTÉ SOURIAU

La Société SOURIAU et Cie vient de signer un accord pour l'exploitation de l'entreprise DANQUIGNY, connue pour ses études et réalisations spéciales dans le domaine de l'électronique et pour sa production de connecteurs micro-miniatures.

Doté d'une autonomie particulière, le département DANQUIGNY exerce dorénavant ses activités à la Sté SOURIAU, 9, rue Galliéni, à Boulogne-Billancourt (Seine). Téléphone : 605.67.20 - 605.26.75.

L'organisation commerciale de SOURIAU et Cie assure, tant en France qu'à l'Etranger, l'information des utilisateurs, ainsi que la diffusion et le service des matériels DANQUIGNY.

AGFA - GEVAERT

Née de la fusion des sociétés GEVAERT - France, AGFA - PHOTO et du laboratoire AGFACOLOR, la Société française AGFA - GEVAERT, s'est installée à Rueil-Malmaison le 1er juin 1965 dans un ensemble réalisé pour recevoir les services administratifs, techniques et commerciaux de la nouvelle Société.

Unifiant, coordonnant et renforçant la recherche scientifique, rationalisant les techniques de production et de vente, cette concentration des moyens augmente l'expérience acquise dans ces domaines par chacune des deux Sociétés, leur sens du progrès, ont été les éléments décisifs de leur rapprochement initial.

La collaboration dans certains domaines techniques qui les unissait de longue date, les conduisit à s'unir dans le cadre de l'évolution mondiale de l'industrie photographique ; devenues les deux plus importantes d'Europe, les deux partenaires considèrent leur réunion comme une contribution importante à la construction de la Communauté Economique Européenne.

JARRE - JACQUIN

Les sociétés JARRE - JACQUIN Recherches & Laboratoires et JARRE - JACQUIN Technique Moderne, créées en juillet 1957, succédaient à la Maison G. JARRE, dont le département « Laboratoires » avait vu le jour à la fin du siècle dernier.

L'activité de ce département, orientée vers le matériel de contrôle métallurgique, s'est élargi à toute la gamme des appareils de mesure et de contrôle, puis, après la deuxième guerre mondiale, au domaine de l'analyse chimique et de la biologie.

La société JARRE - JACQUIN Technique Moderne représente la firme « E. Leybold's Nachfolger » de Cologne. Le programme de fabrication de cette société est un des plus vastes de la technique du vide : pompes rotatives à palettes et à piston, pompes Roots, éjecteurs, pompes à diffusion d'huile et de mercure, pompes à ionisation et getter, appareils de mesures du vide, détecteurs de fuites, vannes, séparateurs, condenseurs, pièces de raccordement, matériel d'ultra-vide et de cryotechnique.

Les utilisations de ces matériels sont des plus diverses. On peut citer notamment la production de tubes électroniques, les applications nucléaires, la simulation spatiale.

Importateur, la société JARRE - JACQUIN Recherches et Laboratoires est agent notamment des Maisons :

- CANALCO (U.S.A.), C.G.M. (Italie), KIPP et ZONEN (Pays-Bas), E. LEYBOLD'S NACHFOLGER (Allemagne Fédérale), PHARMACIA FINE CHEMICALS (Suède), QUARZLAMPEN GESELLSCHAFT (Allemagne Fédérale), RADIOMETER (Danemark), STRÖHLEIN (Allemagne Fédérale), couvrant ainsi

les quatre grands domaines suivants : appareils d'enseignement de la physique, matériel d'analyse chimique, appareils de mesures physiques, matériel de contrôle industriel.

Les sociétés JARRE - JACQUIN disposent de bureaux commerciaux à Paris, 18, rue Pierre-Curie, où se trouvent les services de vente ainsi que les services parisiens d'assistance clients ; à Tours-Saint-Symphorien, elles viennent d'inaugurer le 4 juin 1965 un atelier de montage et de réparation, un magasin et des bureaux administratifs.

ACCORD MASSON-SOFRADEL

MASSON et Cie viennent de conclure avec SOFRADEL un accord aux termes duquel une collaboration est instituée entre les deux Sociétés pour l'édition d'ouvrages scientifiques et techniques et notamment d'une collection de monographies sous la direction de M. Maurice PONTE, membre de l'Institut, et de M. Pierre GRIVET, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris, Président de la S.F.E.R. pour 1965.

BIBLIOGRAPHIE

PUBLICATIONS DE L'A.I.E.A.

Assessment of Radioactivity in Man, Vol. 1. — Proceedings of a Symposium, Heidelberg 11-16 May 1964. Un volume de 16 × 24 de 400 pages avec figures. Prix : 32 F.

Radiochemical Methods of Analysis. Vol. 2. Proceedings of a Symposium, Salzburg 19-23 october 1964. Un volume de 16 × 24 de 524 pages avec figures. Prix : 44 F.

Bibliographical Series

N° 14 — **Uranium Carbides, Nitridesand Silicides.** Brochure 16 × 24 de 176 pages et un hors texte donnant 790 titres d'ouvrages publiés sur la question entre 1961 et 1963 avec analyses en anglais de chacun d'eux. Prix : 16 F.

Safety Series

N° 6 — **Regulations for the Safe Transport of Radiactive Materials** 1964 revised edition. Un volume 15 × 21 broché, 108 pages. Prix : 10 F.

Collection « Rapports techniques »

N° 24 — **Dessalement de l'eau au moyen d'énergie classique et d'énergie atomique.** Un volume 16 × 24 de 60 pages avec figures. Prix : 4 F.

N° 25 — **Activité des Laboratoires de l'A.I.E.A.** — Premier rapport. Un volume 16 × 24 de 112 pages avec figures. Prix : 4 F.

N° 28 — **A.I.E.A. : contrats de recherche.** — Quatrième rapport annuel. Un volume 16 × 24 de 136 pages avec illustrations résumant les résultats de 33 contrats de recherche A.I.E.A. Prix : 4 F.

Technical Report Series

N° 40 — **Industrial Radioisotope Economics.** Un volume 16 × 24 de 604 pages avec tableaux. Prix : 46 F.

N° 41 — **I.A.E.A. : Laboratory Activities.** Second report. Un volume 16 × 24 de 108 pages avec figures. Prix : 4 F.

Dictionnaire anglais-français : Electrotechnique, Electronique et applications connexes, par H. PIRAUX, *ingénieur, chargé de cours à l'Enseignement Technique.*

Depuis la première édition datant de 1952, le succès de cet ouvrage n'a cessé de s'affirmer, puisque la septième édition voit aujourd'hui le jour. C'est un bon outil de travail qui touche tous les domaines de l'électrotechnique et de l'électronique et ceux qui leur sont associés.

Cette édition peut être considérée comme un nouvel ouvrage, non seulement par sa présentation différente, mais surtout parce que l'auteur l'a refondu complètement en ajoutant plus d'un millier de termes nouveaux concernant les toutes dernières acquisitions du langage scientifique et technique. Il a cependant conservé les termes désuets que l'on rencontre dans les anciens textes, mais en respectant la normalisation actuelle des termes modernes.

M. G.-A. BOUTRY, professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers, à Paris, qui a préfacé cet ouvrage, dit : « ...qu'il est devenu un complément indispensable de la bibliothèque d'un très grand nombre d'ingénieurs français » et plus loin :

« La valeur de l'ouvrage de M. H. PIRAUX est très nettement augmentée par l'appendice métrologique qu'il a voulu y joindre, appendice qui contient des tables de conversion complètes des mesures métriques, des mesures anglaises et des mesures américaines les unes dans les autres ; ces tables sont d'autant plus précieuses qu'elles ne se limitent pas, comme c'est trop souvent le cas pour d'autres ouvrages, aux unités de mesures de longueur, de volume et de masse : les tables de conversion concernant les unités thermodynamiques et photométriques rarement rencontrées sous forme commode seront particulièrement précieuses ; il faut signaler enfin la table de conversion mutuelle des températures exprimées en degrés. Celsius en Fahrenheit et réciproquement.

Eyrolles, éditeur, 1965. Un volume de format 16 × 25, XIV-362 pages. Prix : 38 F.

Acoustique et Electroacoustique. Tome 1. Propagation, perception et production du son, par J.J. MATRAS, *ingénieur général des Télécommunications.*

Dans ce premier tome, la théorie de la propagation du son et celle des cordes vibrantes et des tuyaux sonores, sont rappelées sous une forme modernisée. Il y est plus particu-

lièrement insisté sur les aspects nouveaux de l'acoustique, tels qu'ils apparaissent notamment dans le cadre des études sur les communications et les télécommunications.

C'est ainsi que l'état actuel des recherches sur les distorsions linéaires et non linéaires, sur le rôle que joue le rapport signal/bruit et la dynamique dans la qualité de la reproduction sonore, est exposé dans tous ses détails.

La musique classique, le jazz même, répondent à un certain nombre de canons que les nouvelles formes de « Musique » abandonnent progressivement. Le physicien ne peut que se réjouir des nouveaux moyens d'approcher la vérité que lui donnent les procédés les plus divers de manipulation et de transformation des sons.

Les théories classiques de l'audition (résonance d'Helmholtz, téléphone, image sonore) sont aujourd'hui complètement dépassées ; c'est un domaine actuellement en pleine évolution dans lequel les travaux de nombreux laboratoires français et étrangers permettent de se frayer un chemin difficile au bout duquel, grâce sans doute à l'intervention des moyens les plus perfectionnés, tels que les calculatrices électroniques, on pressent l'apparition de nouvelles et très riches connaissances. Le point de la question en 1964 est fait ici (travaux de von Bekesy, modèle fonctionnel de A. Moles), ainsi que celui des perspectives ouvertes aux recherches dans ce domaine.

Le second volume d' « Acoustique et électroacoustique », dont la parution a précédé de peu celle du premier, traite des haut-parleurs, des microphones, de l'enregistrement et de la reproduction des sons, et de l'acoustique architecturale. Voir à se sujet l'Onde Electrique d'octobre 1964, p. 1081.

Eyrolles, Editeur, 1965. Un volume de format 21 × 27, 284 pages, 184 figures, 11 photos, 13 tableaux. Prix : 28 F.

Tables de Logarithmes de Logarithmes et de Logarithmes de Cologarithmes. Logarithmes à six décimales, par G. BARRIÈRE, *inspecteur honoraire de la S.N.C.F.*

L'ouvrage a pour but de permettre aux Services d'Etudes, aux Ingénieurs et aux Calculateurs de toutes les branches de l'industrie moderne de déterminer rapidement et avec précision la valeur numérique de toutes les exponentielles qu'ils peuvent avoir à résoudre.

Ces tables de log-log et de log-colog :

— s'étendant sur une gamme de nombres assez grande,
— établies avec un nombre de décimales suffisant pour obtenir une approximation confortable,
— utilisables dans les mêmes conditions que les tables de logarithmes usuelles,
— susceptibles de permettre la résolution d'exponentielles réputées complexes,
— complétées par différents tableaux de renseignements adéquats et un large choix d'exemples de calcul,

devront constituer, pour tous les organismes et les particuliers chargés d'études, un instrument de travail pratique et sûr.

Gauthier-Villars, Editeur, 1965. Un volume broché 21 × 27, 187 pages. Prix : 26 F.

Initiation au calcul opérationnel et à ses applications techniques, par F. SALLES, *Maître de conférences de l'Enseignement supérieur, Ingénieur de l'Aéronautique diplômé par l'Etat.* Préface de P. VERNOTTE, *Ingénieur général de l'Air.*

L'emploi du calcul opérationnel se répand de plus en plus dans les différentes branches de la technique. Il devient indispensable, notamment, lorsque l'on veut comprendre une étude sur les servo-mécanismes ou s'initier au fonctionnement d'une machine analogique électronique. Les ouvrages qui traitent de cette méthode sont, en général, d'un niveau mathématique trop élevé et ne donnent pas d'exemples d'applications pratiques.

Ce livre a pour but de mettre entre les mains de tout ingénieur un exposé mathématique simple de la transformation de Laplace et de l'algébrisation des équations différentielles, ainsi que des exemples pratiques permettant d'appliquer le calcul opérationnel aux travaux les plus divers des bureaux d'études : vibrations, résistance des matériaux, circuits électriques, servo-mécanismes, etc. De nombreux exercices, dont certains sont résolus, permettront au lecteur de se familiariser avec cette méthode.

Destiné aux élèves-ingénieurs et aux futurs professeurs de l'Enseignement technique, cet ouvrage sera également lu avec profit par un grand nombre d'ingénieurs électriciens et mécaniciens, ainsi que par les professeurs de mathématiques et de physique et les étudiants des Facultés de Sciences.

Dunod, Editeur, 1965 (3e édition). Un volume broché de 78 pages 16 × 25, avec 77 figures. Prix : 5,60 F.

Dynamique statistique des systèmes linéaires de commande automatique, par V.V. SOLODOVNIKOV, traduit du russe par J. GUILLEMINET et J. HERRY, *Ingénieurs en chef de l'Air.*

Cet ouvrage présente une synthèse des études de nombreux savants qui ont contribué, entre 1940 et 1960, à l'élaboration de la théorie des servo-mécanismes linéaires et dont les résultats sont, pour la plupart, restés dispersés dans des articles de niveau parfois difficilement accessible.

Un exposé classique des conditions de stabilité des systèmes linéaires à paramètres constants et un rappel des notions indispensables relatives aux variables et fonctions aléatoires précède un développement très détaillé sur la théorie de l'optimisation des systèmes linéaires (par l'équation de Wierner-Hopf) et son application à des classes diverses de systèmes linéaires : systèmes soumis à des entrées aléatoires, systèmes soumis à des entrées aléatoires superposées à des entrées connues, systèmes à paramètres variables ou aléatoires, systèmes auto-adaptables, systèmes échantillonnés pouvant comporter des organes arithmétiques.

A côté d'exposés théoriques, l'ouvrage décrit les procédés expérimentaux permettant de déterminer les caractéristiques des systèmes étudiés et d'effectuer graphiquement leur adaptation.

Ce traité, sans relever du domaine de la vulgarisation, ne fait appel à aucun symbolisme mathématique compliqué ; il peut donc être lu avec profit par les étudiants et les ingénieurs de formations très diverses qui y trouveront à la fois un exposé des principes de base utilisés dans la synthèse des systèmes linéaires de diverses classes et un ensemble de résultats couvrant les cas les plus fréquemment rencontrés dans la pratique.

Dunod, Editeur, 1965. Un volume de 646 pages 16 × 25, avec 226 figures. Relié toile sous jaquette. Prix : 98 F.

Equipement des Laboratoires de Recherches, par C. BALLAY, *de la Société Kodak-Pathé,* V. JOVANOVIC, *du Cabinet Coulon, architecte* et H. THIEFFIN, *des Ets Poliet et Chausson.*

Dans le texte publié en 1959 dans la collection de l'Association Nationale de la Recherche Technique : « Construction des laboratoires de recherche industriels », la Commission n° 23 avait précisé quelles étaient les conceptions actuelles qui animaient la construction des laboratoires industriels français de recherche et de contrôle, en confrontant l'expérience acquise par les organismes et sociétés qui avaient été amenés à concevoir et à réaliser de tels établissements.

De propos délibéré, la Commission s'était essentiellement attachée aux laboratoires mettant en œuvre les techniques classiques chimiques, physiques, mécaniques ou thermiques, à l'exclusion de toute technique particulière relevant de conceptions scientifiques nouvelles ou récemment introduites dans le cadre industriel.

Dans ce second rapport, la Commission complète les enseignements recueillis en passant en revue les problèmes d'aménagements internes simplement évoqués dans le précédent document.

La méthode de travail est demeurée sensiblement la même. Une trentaine de représentants des organismes ou

sociétés exploitant des laboratoires industriels, auxquels se sont joints des architectes spécialistes de ces bâtiments, se sont réunis et les expériences faites ont été largement confrontées et discutées. Des visites sur place ont complété et matérialisé ces informations mutuelles.

Un petit groupe de travail a rédigé le rapport final et c'est ce document qui est présenté sous le titre : « Equipement des laboratoires de recherche ».

Après des considérations sur la standardisation en matière de laboratoire, les travaux de la Commission sont exposés sur *le plan de travail* « chimie » et « physique », sur *les fluides* (distribution des eaux, gaz, vapeur ; évacuation des eaux usées, poisons, gaz toxiques, déchets radioactifs, sur le *mobilier*, sur les *locaux annexes*.

Eyrolles et Gauthier-Villars, Editeurs, 1965. Un volume broché 16 × 25, 100 pages, 16 figures. Prix : 16 F.

Progress in Radio Science 1960-1963

Proceedings of Commissions during the XIVth General Assembly of URSI. Tokyo. September 1963.

Sont actuellement parus en 1965 chez Elsevier, Editeur :

Vol. II — *Radio and Troposphere*. F. du CASTEL.

Un volume relié toile de 294 pages. Prix : 90 Florins.

Vol. IV — *Radio Noise of Territorial Origin*. F. HORNER.

Un volume relié toile de 134 pages. Prix : 27,50 Florins.

Vol. VII — *Radioelectronics*. R.E. BURGESS.

Un volume relié toile de 168 pages. Prix : 30 Florins.

Commandes optimales par commutation, par A. Ja. LERNER, *Institut d'Automatique et de Télémécanique, Moscou*. Traduit par J. HAYES, *Ancien élève de l'Ecole polytechnique*. Préface de P. NASLIN, *Ancien élève de l'Ecole polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en chef de l'Armement*.

Cet ouvrage réunit sous une forme concise la synthèse théorique et pratique de la catégorie de systèmes pour lesquels on choisit la rapidité comme critère d'optimalité.

Une méthode générale de synthèse, encore peu connue en Europe occidentale, basée essentiellement sur la notion de « domaine isochrone » est exposée dans une première partie de l'ouvrage. Cette nouvelle théorie, présentée de façon simple est immédiatement suivie par ses applications aux systèmes du second et du troisième ordre, qui sont d'une grande importance dans les régulateurs de commutations. Ceux-ci sont analysés du point de vue de leur réalisation pratique ; on étudie en outre, l'influence des retards purs sur les performances des systèmes ainsi optimalisés. Enfin, plusieurs exemples d'applications ayant donné lieu à des réalisations industrielles viennent illustrer ces considérations.

Les développements théoriques sont limités au minimum nécessaire pour permettre de bien comprendre les méthodes pratiques exposées : ce livre s'adresse donc surtout aux ingénieurs soucieux d'accroître leur efficacité dans le domaine de la synthèse des systèmes asservis ou des régulateurs.

Dunod, Editeur, 1965. Un volume broché de 114 pages 16 × 25, avec 67 figures. Prix : 24 F.

PETITES ANNONCES

687 C

LE MATÉRIEL MAGNÉTIQUE

recrute

pour son CENTRE DE RECHERCHES DE BREST

un INGÉNIEUR ÉLECTRONICIEN E.S.E. ou équivalent, 28/40 ans. Nationalité française, pour poste de Chef de Service.

Bonne connaissance des circuits.

Travail technique très intéressant dans domaine avant-garde en liaison avec les meilleures équipes françaises de recherches.

Adresser curriculum vitae et lettre manuscrite : 13, rue Victor-Hugo, PUTEAUX (Seine), tél. 506.54.80.

690 C

GRANDE ADMINISTRATION PARIS

recherche pour

Organisation et Direction

d'un très important centre de calcul électronique

INGÉNIEUR 30/40 ANS

connaissant parfaitement matériel actuel et ses possibilités d'emploi, ayant, de plus, initiative et aptitude au commandement.

Lettre manuscrite et curriculum vitae avec photo à GRIVIER, 9, rue Marbeuf, Paris-8e, qui transmettra.

Discrétion assurée.

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
NOV 2 6 1965

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 462
SEPTEMBRE 1965
PRIX : 10 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Le Centre de Recherches "Pierre Herreng" de la Société ALCATEL, à Bruyères-le-Chatel (S.-et-O.)

■

Mémoire et probabilité, P. NAYRAC. — Générateur H.T. d'ondes sinusoïdales, J. PAGEAUT. — Radars Doppler, H. LE TILLY. — Mesures de permittivité de liquides, A. COUMES, E. PIC. — Extraction des signaux périodiques, J. N. AUBRUN. — Filtres pour signaux exponentiels, A. POZWOLSKI. — Circuit antidistorsion, R. LEGROS, R. BESNARD. — Condensateurs au tantale, J. VERCHOLLE. — Photoélectrons d'un photomultiplicateur, R. MARCY, J. MARGUIN. — Lecture mécanique des disques, A. DILLET. — Synchronisation des télémesures codées, J. P. MAGNIN, G. C. CHAZOT.

GÉNÉRATEURS AM / FM

1,8 à 220 MHz
EN 4 GAMMES

RÉGLAGE FIN DE LA FRÉQUENCE CENTRALE

ΔF : ± 25 kHz
ΔF : ± 100 kHz

TYPE
LF 101 B

FERISOL

1 mW/50Ω
ATTÉNUATEUR
0 à 130 dBm

MODULATION

AM : 0 à 50 %
1.000 Hz

FM :
0 à 25 kHz
0 à 100 kHz

POSSIBILITÉ DE MODULATIONS AM ET FM SIMULTANÉES

- Lecture directe de la fréquence • Vernier de fréquence : 4.000 points de lecture • Précision 0,5 %. Stabilité : 5.10-⁵ -
- Niveau de sortie 1 mW/50Ω • Atténuation : 0 - 130 dBm. Zs = 50Ω • Modulation FM intérieure : 1.000 Hz. FM extérieure : de 30 Hz à 100 KHz
- Excursion de 0 à 100 kHz en 2 gammes

• Distorsion ≤ 3 % de 1,8 MHz à 220 MHz pour une excursion de 0 à 100 kHz et ≤ 1,5 % pour une excursion de 0 à 25 kHz. AM parasite en FM : ≤ 4 % • Modulation AM intérieure : 1.000 Hz. AM extérieure : 30 Hz à 20 kHz • Taux : de 0 à 50 % • FM parasite en AM ≤ 1 kHz • Possibilité de modulation AM et FM simultanées.

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH 1401

Ets GEOFFROY & Cie
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

FERISOL

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 5.250.000 F

18, AVENUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES
(S.-&-O.) - TÉLÉPHONE 923 08-00 (5 LIGNES GROUPÉES)

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6e Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F. C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso "extrait des statuts".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e, Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Le Centre de Recherches « Pierre HERRENG » à BRUYÈRE-LE-CHATEL (S.-&-O.) où se poursuivent les études avancées de la Sté ALCATEL sur la Physique du Solide dans les domaines cryogénique, supraconducteur, thermoélectrique, etc., l'utilisation des hyperfréquences en télécommunication, télémesure, détection électromagnétique, etc., l'emploi des circuits logiques et des techniques numériques pour le contrôle des processus industriels.

Les Laboratoires de PARIS et de MONTROUGE permettent à ALCATEL de jouer un rôle éminent dans tous les autres domaines de l'électronique professionnelle.

ALCATEL : 69, rue de Monceau - Paris-8e
LAB 60-50

45e année **Septembre 1965** 10 F

N° 462

SOMMAIRE

Mémoire et probabilité 1035
P. NAYRAC

Générateur haute tension d'ondes sinusoïdales de période longue 1042
J. PAGEAUT

Radars Doppler de navigation 1047
H. LE TILLY

Emploi d'un té pour des mesures en micro-ondes de la permittivité de liquides à faibles pertes ; influence de la dissymétrie du té 1056
A. COUMES, E. PIC

Aspects théoriques et expérimentaux de l'extraction des signaux périodiques 1062
J.N. AUBRUN

Filtre pour signaux exponentiels 1078
A. POZWOLSKI

Circuit anti-distorsion pour les étages amplificateurs à lampes et à transistors 1081
R. LEGROS, R. BESNARD

Condensateurs au tantale à forte charge et à haute tension 1093
J. VERGNOLLE

Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumière cohérente et incohérente (limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques) 1102
R. MARCY, J. MARGUIN

Lecture mécanique des disques : progrès récents. Comparaison avec les rubans magnétiques 1110
A. DILLET

La synchronisation des télémesures codées (1re partie) 1117
J.P. MAGNIN, G.C. CHAZOT

Vie de la Société 1125

Correspondance 1131

Informations et documentation technique. Communiqués et bibliographie 1136

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la C.F.T.H.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*. **Tél. 225.24.19.**

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. DU CASTEL	M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	**40 F**
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	**20 F**
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux .	**45 F**
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	**25 F**
Sociétés ou Collectivités, à leur gré.....	**200 F**
ou	**500 F**
ou	**1000 F**

Changement d'adresse : joindre 1 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

MÉMOIRE ET PROBABILITÉ, par P. NAYRAC, *Professeur de Clinique Neurologique et Psychiatrique à la Faculté de Médecine de Lille.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1035 à 1041).

Après avoir donné une idée du fonctionnement du cerveau en ce qui concerne la mémoire et montré que l'on ne peut le comparer aux meilleurs ordinateurs, basés, d'ailleurs, sur des principes d'organisation entièrement différents, l'auteur se tourne vers une conception probabiliste du fonctionnement cérébral.

On imagine un réseau dans lequel, par suite de l'établissement d'un stimulus, les éléments reçoivent un accroissement de pondération, positif ou négatif, tel que ce réseau donnera une réponse semblable à un second stimulus de même nature.

Ce réseau a donc acquis une tendance à coupler entre eux ses divers éléments et cela d'autant plus que leur ressemblance devient plus grande pour une même transformation.

GÉNÉRATEUR HAUTE TENSION D'ONDES SINUSOIDALES DE PÉRIODE LONGUE, par J. PAGEAUT, *Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal. CNRS Grenoble.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1042 à 1046).

Le fonctionnement du générateur électrostatique haute tension à transporteur isolant autorise une régulation électronique poussée. Cela permet d'obtenir une réponse haute tension linéaire à un signal basse tension de référence. L'association convenable de deux générateurs haute tension permet d'obtenir une sinusoïde d'une centaine de volts d'amplitude crête à crête à des fréquences limitées, du côté des basses uniquement, par le pilote.

L'étude présente un générateur donnant une sinusoïde de 100 kV crête à crête, de 1/120 Hz de fréquence.

RADARS DOPPLER DE NAVIGATION, par H. LE TILLY, *Electronique Marcel Dassault.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1047 à 1055).

La navigation à l'estime prend une importance de plus en plus grande, tant pour les avions civils que militaires. Des émetteurs-récepteurs aéroportés permettent de calculer, en utilisant l'effet Doppler, les composantes de la vitesse sol dans un trièdre lié à l'avion. La navigation peut donc s'effectuer à partir de références de cap et de verticale.

Dans cet article, on décrit succinctement le principe d'un tel matériel et les différentes servitudes qui lui sont propres. On conclut en tentant de prévoir l'avenir de ce type de détecteur de vitesse, en face de son jeune concurrent : le navigateur à inertie.

EMPLOI D'UN TÉ POUR DES MESURES EN MICRO-ONDES DE LA PERMITTIVITÉ DE LIQUIDES A FAIBLES PERTES ; INFLUENCE DE LA DISSYMÉTRIE DU TÉ, par A. COUMES et E. PIC. *Laboratoires d'Electronique et de Radioélectricité. Faculté des Sciences. Grenoble.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1056 à 1061).

L'association d'une cellule de mesure à longueur variable et d'un té magique permet de déterminer avec une bonne précision la permittivité complexe en micro-ondes de liquides à faibles pertes. La méthode décrite ne nécessite aucune impédance étalon. On étudie l'influence de la dissymétrie du té sur la précision de la mesure, ce qui conduit à modifier le montage pour minimiser cette influence. Les résultats expérimentaux confirment les calculs.

ASPECTS THÉORIQUES ET EXPÉRIMENTAUX DE L'EXTRACTION DES SIGNAUX PÉRIODIQUES, par J.-N. AUBRUN, *Chargé de Recherches au CNRS. Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences. Orsay.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1062 à 1077).

Il est possible de détecter la forme réelle d'un signal périodique noyé dans le bruit à l'aide de procédés appropriés. Les plus caractéristiques d'entre eux sont décrits ici ainsi qu'un dispositif opto-électronique nouveau. On étudie leur comportement théorique ainsi que les limitations technologiques de l'amélioration du rapport signal/bruit. Une étude complète de l'échantillonnage et de la détection synchrone est ici présentée, et les résultats expérimentaux sont en excellent accord avec les prévisions. Tous ces dispositifs réalisent soit une moyenne, soit un filtrage du signal, et l'on démontre en conclusion l'équivalence de ces deux traitements. Les relations générales obtenues permettent de caractériser tout traitement linéaire des signaux périodiques.

FILTRE POUR SIGNAUX EXPONENTIELS, par A. POZWOLSKI, *Docteur ès Sciences.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1078 à 1080).

Soit un signal électrique de la forme

$$y = Ae^{at} + \sum_{i=1}^{n} B_i e^{-b_i t}$$

où le premier terme du second membre est la réponse intéressante tandis que les suivants sont des parasites qui altèrent cette réponse. On donne une méthode qui permet d'obtenir la réponse cherchée sans qu'il soit nécessaire d'attendre l'amortissement des termes parasites. Cette méthode consiste essentiellement à combiner le signal y avec ses n premières primitives affectées de coefficients convenables dont on donne le mode de détermination. Les opérations mises en jeu s'effectuent aisément à l'aide d'amplificateurs du type de ceux employés en calcul analogique.

CIRCUIT ANTI-DISTORSION POUR LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS A LAMPES ET A TRANSISTORS, par R. LEGROS, *Professeur à la Faculté des Sciences de Caen. Directeur du Laboratoire d'Electronique des semiconducteurs* et R. BESNARD, *Diplômé d'études supérieures techniques, Caen.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1081 à 1092).

Les auteurs présentent les résultats de mesures de distorsions par harmoniques sur des étages amplificateurs à lampes (triode et pentode) et à transistors (à jonctions et à effet de champ) munis d'un nouveau circuit destiné à réduire ces distorsions. La méthode consiste essentiellement à connecter dans le circuit de cathode, ou d'émetteur, une résistance non linéaire convenablement choisie, qui linéarise la caractéristique dynamique de l'étage. Ce circuit est constitué par une résistance et une diode polarisée. Les mesures, faites sur les quatre types d'étages, et pour diverses valeurs des paramètres, ont montré que l'efficacité du circuit est généralement bonne, malgré sa simplicité.

CONDENSATEURS AU TANTALE A FORTE CHARGE ET A HAUTE TENSION, par J. VERGNOLLE, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, Centre de Recherches Physico-Chimiques, Puteaux.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1093 à 1101).

L'expérience montre que les difficultés rencontrées dans la réalisation de condensateurs électrolytiques à anodes poreuses frittées croissent avec la tension de formation et de service et avec la grosseur de ces anodes. L'auteur essaie d'analyser les phénomènes d'épuration lors du frittage et d'anodisation ultérieure, en attribuant les difficultés observées à une épuration et à une formation hétérogènes dans la masse : l'application des lois classiques de la diffusion aux problèmes thermiques peut, par analogie, être immédiatement transposée à ces cas particuliers.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

SOME THEORETICAL AND EXPERIMENTAL ASPECTS OF PERIODIC SIGNALS PROCESSING, by J.N. AUBRUN, *Chargé de Recherches au CNRS. Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences d'Orsay.* L'Onde Electrique, September 1965. (pages 1062 to 1077).

The true shape of a recurrent signal can be detected in noise by mean of appropriate devices. The most typical of them are described here, as well as a new opto-electronic device. Their theoretical behaviour and their technological capability limit in signal/noise improvement are studied. An exhaustive survey of sampling and locking is presented and experimental results are in excellent agreement with it. This all devices have to realize either an averaging or a smoothing of the signal, and the equivalence between this two process is demonstrated in the conclusion. General equations are obtained which permit to caracterize any recurrent signal linear process.

FILTER FOR EXPONENTIAL SIGNALS, by A. POZWOLSKI, *Docteur ès Sciences.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1078 to 1080).

The writer considers an electrical signal of the form

$$y = Ae^{at} + \sum_{i=1}^{n} B_i e^{-b_i t}$$

where the first term of the second member is the response of importance while those which follow are dissimilar ingredients which alter that response. A methode is described which makes it possible to obtain the required response without waiting for reduction of the parasitic terms. This method consists basically of combining the signal y with its n first ingredients derived from convenient coefficients for which a method of determination is given. The operations involved can be easily carried out using amplifiers of the type employed in analogue computers.

ANTI-DISTORTION CIRCUIT FOR AMPLIFIER STAGES USING VALVES AND TRANSISTORS, by R. LEGROS. *Professeur à la Faculté des Sciences de Caen. Directeur du Laboratoire d'Electronique des semiconducteurs* and R. BESNARD, *Diplômé d'études supérieures techniques. Caen.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1081 to 1092).

The writers describe the results of harmonic distortion measurement on amplifier stages using valves (triodes and pentodes) and transistors (junction and field-effect) where a new circuit has been provided to reduce these distortions. The method consists basically of connecting in the cathode or emitter circuit a suitably chosen non-linear resistance which linearises the dynamic characteristic of the stage. This circuit is made up of a resistance and a polarised diode. The measurements, made on four types of stage and for various values of their parameters, have shown that the effectiveness of the circuit is generally high, despite its simplicity.

TANTALUM CONDENSERS OF HIGH CHARGE AND HIGH VOLTAGE, by J. VERGNOLLE. *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil. Centre de Recherches Physico-chimiques. Puteaux.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1093 to 1101).

Experience shows that the difficulties encountered in the manufacture of electrolytic condensers using porous irregular anodes increases with the forming voltage and the length of service and the size of these anodes. The writer attempts to analyse the purification phenomena at the time of the etching and the final anode formation, attributing the observed difficulties to the purification process and a mixed formation in the body of the material. The application of the well-known laws of diffusion in thermal problems can by analogy be directly transferred to these special cases.

MEMORY AND PROBABILITY, by P. NAYRAC, *Professeur de Clinique Neurologique et Psychiatrique à la Faculté de Médecine de Lille.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1035 to 1041).

The author gives an idea of the brain operating about the memory and points out that it cannot be compared to the best calculating machine, which are founded on entirely different organization principles.

Then he turns towards probability conception of brain operating. One devises network in which, consequently to the establishment of a stimulus, the elements receive an increase of positive or negative ponderation so that such a network will give the same response for a second stimulus of same kind. This network has obtained a tendency to connect themselves its different elements and the more as their likeness becomes greater for a same transformation.

GENERATOR FOR HIGH VOLTAGE SINUSOIDAL WAVES OF LOW FREQUENCY, by J. PAGEAUT. *Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du métal. CNRS. Grenoble.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1042 to 1046).

The operation of the high voltage electrostatic generator using transported charges makes possible advanced electronic regulation. This makes it possible to obtain a linear high tension response in relation to a low voltage reference signal. A suitable association of two high tension generators thus makes it possible to have a sinusoid of a hundred or so volts in amplitude peak-to-peak at a frequency limited basically only by the pilot.

The account describes a generator giving a sinusoid of 100 kV peak-to-peak at 1/120 cycle frequency.

DOPPLER RADAR FOR NAVIGATION, by H. LE TILLY. *Electronique Marcel Dassault.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1047 to 1055).

Navigation by dead reckoning is becoming more and more important both for civil aircraft and military aircraft. By the use of the Doppler effect, transmitter/receivers in the aircraft make it possible to calculate the component of speed over the ground with a device carried in the aircraft. Navigation can thus be carried out by reference to land distances and the vertical ingredient.

This article describes briefly the principle of an apparatus of this kind and the different uses which are appropriate for it. An attempt is made in conclusion to foresee the future of this type of speed indicator in relationship to its newer competitor, inertial navigation.

UTILISATION OF A TEE FOR THE MEASURE OF LOW LOSS LIQUID PERMITTIVITY IN MICROWAVE. INFLUENCE OF THE DISSYMETRY OF THE TEE. by A. COUMES and E. PIC. *Laboratoires d'Electronique et de Radioélectricité. Faculté des Sciences. Grenoble.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1056 to 1061).

The complex permittivity of low loss liquids is measured with a magic tee and a variable length cell. The device needs no calibrated impedance. The perturbation due to the dissymetry of the tee is studied and the device is modified to minimize this perturbation. Experimental results are in good agreement with theory.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

STATISTIQUE DES PHOTOÉLECTRONS D'UN PHOTOMULTIPLICATEUR ÉCLAIRÉ EN LUMIÈRES COHÉRENTE ET INCOHÉRENTE (LIMITE ULTIME DE SENSIBILITÉ DES RÉCEPTEURS OPTIQUES), par R. MARCY et J. MARGUIN. *C.F.T.H. Service d'Etudes Techniques avancées. Bagneux.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1102 à 1109).

Etude de la limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques et principalement des photomultiplicateurs.

Pour pouvoir mesurer la sensibilité limite des tubes 150 AVP et 150 CVP sans être gêné par le bruit thermique, le récepteur est refroidi à la température de l'azote liquide.

Dans ce cas, lorsque le niveau de la source est extrêmement faible, les photoélectrons arrachés à la photocathode se traduisent à la sortie du tube par des impulsions nettement distinctes, réparties aléatoirement dans le temps.

Un comptage du nombre de ces impulsions, dans un temps donné, permet de définir la loi de probabilité temporelle de l'émission des photoélectrons.

Cette mesure a été effectuée en utilisant successivement une source classique constituée par une lampe au tungstène et un laser.

Dans les deux cas, la loi de probabilité trouvée est une loi de Poisson. Ce résultat montre que la limite de sensibilité d'un récepteur optique est la même avec une source classique et avec un laser.

Ce dernier peut donc constituer la source émettrice d'une liaison optique, ce qui permet de bénéficier de la haute cohérence spatiale et temporelle du laser, sans être gêné par une perte de sensibilité quelconque inhérente à l'emploi de celui-ci.

LECTURE MÉCANIQUE DES DISQUES : PROGRÈS RÉCENTS. COMPARAISON AVEC LES RUBANS MAGNÉTIQUES, par A. DILLET, *Ingénieur I.S.E.P. Docteur-Ingénieur C.E.N. Saclay.* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1110 à 1116).

On rappelle les différentes distorsions qui prennent naissance lors de la lecture d'un disque stéréophonique : distorsions géométriques de contact, effet de pince, distorsion d'angle d'attaque vertical. On indique ensuite les perfectionnements récents (jusqu'à septembre 1964) qui permettent de les réduire : angle d'attaque normalisé, pointes de lecture elliptiques. On fait également le point des problèmes de détérioration des disques (reliés aux paramètres mécaniques des attelages mobiles), ainsi que des problèmes à résoudre au niveau des bras de lecture lors de l'utilisation de lecteurs aux paramètres mécaniques améliorés. Un tableau récapitule les performances.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES (1re partie), par J.P. MAGNIN, *Directeur des Etudes, Electromechanical Research, Sarasota (Floride)* et G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique. Rueil-Malmaison (S.-et-O.).* L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1102 à 1109).

Les problèmes posés par la synchronisation d'un message codé transmis par télémesure sont évoqués, ainsi que leurs solutions possibles. Cet article traite plus spécialement de la synchronisation de bit (ou synchronisation primaire) des messages P.C.M. Après une rapide description des différents types de modulation de l'information, les caractéristiques du synchronisateur de bits sont dégagés : il devra reconstituer, par l'utilisation des filtres optimaux, le message numérique d'entrée perturbé par des signaux d'origine diverse et reproduira, au moyen d'une boucle à verrouillage de phase, le rythme numérique de base.

OMISSION

A la page 932 de notre numéro de juillet-août 1965, figure l'article de M. A. SEPTIER sur les *Résonateurs supraconducteurs et leurs Applications* ; une ligne étant tombée à la composition, les titre et qualité de l'auteur ont été omis. M. SEPTIER, bien connu du monde scientifique, est, comme déjà précisé dans le résumé de son article, Directeur Scientifique au CNRS, il collabore à l'Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences, à Orsay.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

RECENT ADVANCES IN RECORD PLAYING. COMPARISON WITH MAGNETIC TAPE, by A. DILLET. *Ingénieur I.S.E.P. Docteur-Ingénieur C.E.N. Saclay.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1110 to 1116).

The various distortions which arise when reaching a stereo record are reviewed : tracing distortions, pinch effect, tracking distortions. The recent (up to September 64) advances minimizing these distortions are described : standardized slout angle, elliptical styli.

The problem of damaging the records (in connection with mechanical parameters of styli) is also surveyed, together with the tone-arms questions arising when mechanically improved cartridges are used. A comparative chart checks the various results.

SYNCHRONIZATION OF CODED TELEMEASUREMENTS (1st part) by J.P. MAGNIN, *Directeur des Études, Electromechanical Research, Sarasoto (Floride)* and G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique — Rueil-Malmaison (S.-et-O.).* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1102 to 1109).

Problems set by synchronization of a coded message transmitted by telemeasurement are called to mind with their possible solutions. This article more specially discusses of the bit synchronization (or primary synchronization) of the P.C.M. messages. After a short description of the different modulation types of the information, characteristics of the bits synchronizator are exhausted it must resconstitute, by using optimum filters, the input digital message disturbed by various sources signals and it will reproduce, by mean of a locking phase loop, the digital basic rythm.

PHOTOELECTRON STATISTICS FOR A PHOTOMULTIPLIER LIT BY COHERENT AND NON-COHERENT LIGHT (ULTIMATE SENSITIVITY LIMIT FOR OPTICAL RECEIVERS), by R. MARCY and J. MARGUIN, *C.F.T.H. Services d'Etudes Techniques Avancées.* L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1102 to 1109).

A study of the ultimate sensitivity limits for optical receivers and especially for photomultipliers.

In order to measure the sensitivity limits of the 150 AVP and the 150 CVP tubes without trouble from thermal noise the receiver is cooled to the temperature of liquid nitrogen.

In these circumstances when the level of the source is extremely weak the photoelectrons displaced from the photocathode appear at the output tube as discrete pulses distributed randomly in time. The counting of the number of pulses within a given time leads to a definition of the time probability for the emission of photoelectrons.

This measurement has been made using successively a conventional source in the form of a tungsten lamp and a laser.

In these two cases the probability law found is a Poisson law. This result shows that the limit of sensitivity for an optical receiver is the same with a conventional source as with a laser.

The latter can therefore form an emitting source of an optical circuit which makes it possible to use the advantage of high coherence in the laser without being troubled by any loss of sensitivity which might have been thought inherent in the use of it.

MÉMOIRE ET PROBABILITÉ*

PAR

P. NAYRAC

Professeur de Clinique Neurologique et Psychiatrique
à la Faculté de Médecine de Lille

Comme en beaucoup d'autres chapitres, les notions de contrôle et d'information ont été pour le Neurologiste, dans le domaine des phénomènes de la mémoire, une lumière mais aussi une tentation.

Il y a quelques années, la mode était de créer des dispositifs éducables, capables d'acquérir des réflexes conditionnés, forme élémentaire de mémoire.

G. WALTER créait sa *Machina docilis*. ZEMANEK utilisait l'échauffement progressif d'un fil conducteur. Avec MASSE, j'ai réalisé un modèle électronique de réflexe conditionné dont le principe était la charge progressive d'un condensateur. Cela ne menait pas loin, car les mécanismes utilisés étaient visiblement très différents des mécanismes cérébraux. Or, un modèle n'a d'intérêt que s'il introduit un isomorphisme.

Donc considérons d'abord comment se présente en biologie, le problème de la mémoire.

***

On sait que les habitudes verbales, motrices ou sensorielles, cessent de pouvoir s'exprimer dans le comportement après certaines lésions cérébrales. On sait même que les diverses sortes d'aphasies, d'agnosies, d'apraxies, sont produites de préférence par la destruction de certaines aires assez bien localisées de l'écorce cérébrale. On peut parler même, si l'on veut, de « centres » à condition de prendre ce mot au sens anatomo-clinique et non au sens psychophysiologique ; on peut, à la rigueur, parler de « centres d'aphasie », mais non de « centres du langage ». Cela est bien établi, depuis plus d'un demi-siècle.

Les souvenirs aussi sont éventuellement intéressés par les agressions qui atteignent le système nerveux central. Dans la sismothérapie, le passage du courant dans le diencéphale entraîne des troubles réversibles de la mémoire des faits récents. Les encéphalopathies éthyliques ont montré que l'amnésie du syndrome de KORSAKOW est amenée par des lésions rhinencéphaliques assez précises, intéressant, entre autres, les corps mamillaires : PENFIELD, de son côté, par excitation peropératoire de l'écorce, a pu provoquer la réviviscence spontanée de certains souvenirs.

Il y a donc sûrement un substrat physique de la mémoire. C'est d'ailleurs nécessaire dans la perspective de la théorie de l'information. L'information qui est, en somme, l'organisation des phénomènes physiques, ne peut apparaître spontanément au sein du désordre moléculaire. Habitudes et souvenirs introduisent dans le comportement une organisation, une information, et l'hypothèse la plus économique est de supposer cette information inscrite dans les structures encéphaliques plutôt que survenant on ne sait d'où.

La théorie de l'information nous donne d'ailleurs une idée quantitative de la complexité des mécanismes cérébraux et cela peut avoir une importance pour notre propos.

***

Pour contenir une information de H bits, un système doit posséder 2^H états équiprobables.

Le nombre des états d'un système s'élève donc beaucoup plus vite que la quantité d'information qu'il peut contenir. Cela pose deux problèmes technologiques où les ordinateurs n'ont pas le dessus si on les compare au cerveau.

Un problème d'encombrement d'abord : les mémoires des ordinateurs ont des volumes incomparablement supérieurs à celui du cerveau.

Un problème de lecture ensuite. L'ordinateur perd beaucoup de temps à chercher dans sa mémoire le sens d'un mot ou la consigne pour effectuer une opération, tandis qu'on sait combien immédiatement disponible est l'information de la mémoire vivante.

* Conférence prononcée à Lille au cours du Congrès d'Automatique théorique et appliqué, organisé par l'Association Française de Régulation et d'Automation (AFRA) et le Groupe Nord de la SFER les 13 et 14 mai 1964.

Donnons à cette comparaison, une base quantitative.

On a diversement apprécié le contenu informationnel du cerveau humain, mais tous les observateurs s'accordent à lui donner une grandeur très élevée.

On peut utiliser un artifice assez simple. Le cerveau d'un comédien contient, du seul fait de sa profession, suffisamment d'information pour occuper plusieurs heures d'émission radiophonique. Disons 3 heures. Supposons l'émission de qualité médiocre ; les ingénieurs nous enseignent qu'elle achemine 10 000 bits par seconde. Considérons que le français a une redondance de 50 % environ. Nous arrivons ainsi à 54 millions de bits. Mais nous n'avons mesuré qu'une faible partie de l'information contenue dans le cerveau de ce comédien, puisque nous avons négligé tous les souvenirs personnels qu'il a, comme tout homme, accumulés depuis l'enfance.

Or, les ingénieurs de l'I.B.M., estiment que, pour un ordinateur, on ne loge dans un volume égal à celui d'un cerveau humain qu'au plus $2{,}5 \times 10^6$ bits Et le cerveau humain est loin d'être dévolu tout entier à la mémoire : il comprend d'importantes aires motrices, coordinatrices, sensorielles, etc.

La supériorité du cerveau sur l'ordinateur ne peut s'expliquer qu'en faisant intervenir l'échelle moléculaire. C'est d'ailleurs là une caractéristique de la matière vivante. Un système non vivant comporte des dispositifs macroscopiques de structure homogène tandis que, dans un système vivant, les configurations moléculaires représentent un très haut degré d'organisation qui intervient par intégrations successives, provoquant l'apparition de propriétés nouvelles dans le comportement macroscopique, propriétés nouvelles qui ne sont pas déductibles des propriétés moléculaires. Dans son intimité, la substance d'un système non vivant est inerte, tandis que celle d'un système vivant est active à tous les niveaux d'intégration.

***

Cette nécessité de faire intervenir des phénomènes à l'échelle moléculaire peut évoquer une comparaison entre la conservation de l'information mnésique et celle de l'information génétique.

On sait que cette dernière est conservée dans les gènes du noyau cellulaire. Plus précisément, dans les spirales d'acide désoxyribonucléique. Les molécules d'A.D.N. sont formées de spirales parallèles reliées par des ponts de deux sortes, formés les uns d'adénine et de thymine, les autres de guanine et de cytosine. Un chromosone comprend un nombre de gènes de l'ordre de 100 000, dont chacun comprend un nombre de ponts de l'ordre de grandeur de 10 000 ; on s'explique que les arrangement des deux types de ponts puissent donner naissance à un nombre très grand de types d'A.D.N.

Pour montrer qu'il est physiquement concevable que le cerveau puisse contenir l'information mnésique, on peut baser le calcul sur l'analogie génétique, sans affirmer l'assimilation, seulement pour montrer qu'une théorie quelconque trouve dans le cerveau la matière suffisante pour la conservation d'une grande quantité d'information. Mais HYDEN est allé plus loin : il a formellement avancé l'hypothèse que l'information mnésique se conserve dans la structure des acides nucléiques. Il remarque en effet que les neurones, qui ne se reproduisent pas, contiennent néanmoins abondamment de l'A.D.N. dont on peut former l'hypothèse qu'il est le support de la mémoire.

Cette hypothèse a été largement confirmée par les expériences de CORMING (de ROCHESTER), de HEBB (de McGILL).

***

Ainsi des résultats très importants sont acquis quant au mécanisme de la mémoire ; et, les recherches étant en pleine activité, nous devons nous attendre à de nouvelles découvertes. Actuellement, on peut en effet se demander comment, dans les centres nerveux, est résolu le problème de la miniaturisation en ce qui concerne la lecture de l'information : pour qu'une information inscrite à l'échelle moléculaire se manifeste à celle du comportement macroscopique, il est nécessaire qu'elle fasse l'objet d'une amplification, elle aussi miniaturisée, dont le mécanisme reste à trouver.

Et puis, il existe aussi un problème de la lecture immédiate ; car, dans un organisme, l'amplification se fait par une chaîne dont chaque élément est à faible puissance : il n'y a pas de discontinuité, pas de déclenchement : les processus sont relativement lents et il faut se demander comment le cerveau échappe à cette servitude.

Quels que soient les progrès qui ont été faits, quels que soient ceux que l'on peut légitimement escompter à bref délai, il n'en reste pas moins qu'ils ne touchent pas encore au cœur de la question, je veux dire au codage.

Jusqu'à présent, nous nous sommes comportés à l'égard de l'encéphale comme un manœuvre électricien se comporterait à l'égard d'une machine à dicter en admettant qu'il n'en ait jamais vu auparavant : il observerait que la machine ne fonctionne pas si un fil est déconnecté dans la prise de courant, mais il n'en conclurait pas pour cela que la prise de courant est un « centre de mémoire ». Et puis, il constaterait l'utilité du moteur de déroulement, etc. Mais il continue d'ignorer l'essentiel, c'est-à-dire le codage.

Un problème de mémoire n'est entièrement résolu que par le dégagement du codage ; ou plus exactement, le codage étant connu, il n'est plus nécessaire de faire appel à la notion de mémoire, il n'est plus nécessaire de connaître le passé du système pour prévoir son comportement : il suffit de considérer l'état présent.

En ce qui concerne la mémoire humaine, nous connaissons maintenant pas mal de choses sur son substrat, sur ses dispositifs d'entraînement et de déclenchement, mais nous n'avons pas encore entamé le problème du codage. Il est probable que l'information mnésique s'inscrit dans les molécules d'A.D.N. Admettons que ce soit sûr. Mais quelle est la loi qui relie les afférences sensorielles à l'alternance des

ponts adénine-thymine et guanine-cytosine ? Et celle qui relie cette alternance aux comportements ? C'est le fond du problème.

Ce codage est probablement très compliqué, car la mémoire ne procède pas à un enregistrement photographique ou phonographique. Elle ne retient pas tout. Elle schématise (parfois de façon erronée). Des difficultés techniques sont donc à prévoir dans cette recherche du codage mnésique.

Mais il faut aussi prévoir des difficultés de principe. Il sera difficile de donner aux hypothèses qui pourront être élaborées la signification opérationnelle faute de laquelle une hypothèse doit être rejetée. Et pour avoir une signification opérationnelle, il faut qu'une hypothèse permette d'imaginer — sinon de réaliser — un plan d'expériences capables de la confirmer ou de la repousser.

Sous cet angle, le problème du codage se formule comme suit :

Peut-on connaître l'information conservée dans un encéphale (sans attendre qu'elle s'extériorise dans le comportement de l'individu, dans un récit par exemple) par des mesures pratiquées sur cet encéphale ?

C'est là évidemment une expérience idéale, notion parfaitement admise en physique théorique. Ici nous devons faire appel à l'observateur de LAPLACE capable de mesurer, à un instant donné, un très grand nombre de grandeurs, en l'espèce toutes les configurations moléculaires de l'encéphale.

Mais la légitimité du recours à l'observateur de LAPLACE peut aujourd'hui être mise en doute. BRILLOUIN a en effet montré que, pour acquérir de l'information, il faut accepter comme contre-partie un accroissement d'entropie supérieur à l'information acquise. Si bien que l'observateur de LAPLACE pour acquérir en peu de temps une énorme quantité d'information, devrait dégrader dans le même temps une énorme quantité d'énergie ; c'est dire que ses investigations ne seraient plus physiquement indifférentes : elles interviendraient pour modifier le cours des phénomènes.

Ces réserves sur les talents de l'observateur de LAPLACE rejoignent le *principe de complémentarité généralisé* de BOHR. Le cerveau n'est qu'un cas particulier de système à haute complexité. Or, on ne peut mesurer l'état d'un tel système à un instant donné sans le perturber de telle sorte qu'on ne sait plus si le comportement ultérieur est bien celui qu'on aurait observé si l'on n'avait pas effectué de mesure.

Ainsi l'observateur de LAPLACE (même si son intervention est légitime) ne saurait vérifier une hypothèse sur le codage en lisant l'information contenue dans les configurations moléculaires d'un sujet, et en la comparant ensuite à celle qui ultérieurement s'exprimera dans le comportement du sujet.

On peut essayer de tourner l'obstacle. Les systèmes à haute complexité ne peuvent faire l'objet d'une étude déterministe comme le mouvement d'une planète, c'est vrai ; mais il est courant de les étudier par des méthodes statistiques. On peut imaginer, toujours dans l'idéal, la vérification statistique d'une hypothèse sur le codage mnésique : on prendra une population dans laquelle on réservera un échantillon pour la détermination des configurations moléculaires, on observera le comportement (non perturbé) du reste de la population, ce qui rend possible l'établissement de corrélations statistiques entre l'information tirée des configurations et celle qui s'exprime dans les comportements.

Mais cette expérience idéale se heurte à des impossibilités quantitatives. En effet, il faut distinguer dans les ordres de grandeur, entre les nombres très grands et les nombres immenses. Les nombres très grands sont, par exemple, les nombres astronomiques qui s'écrivent par un nombre relativement petit de chiffres. Le nombre total des atomes contenus dans tout l'univers, s'écrit avec moins de 80 chiffres. Ce n'est qu'un nombre très grand. Au contraire, les nombres immenses sont ceux qui s'écrivent avec un nombre de chiffres beaucoup plus grand, dont le nombre de chiffres est lui-même un nombre très grand.

Reprenons ici les estimations de l'information mnésique contenue dans un encéphale humain. On se souvient qu'elle s'exprime certainement par plus de plusieurs dizaines de millions de bits. La relation numérique simple entre l'information contenue dans un système et le nombre de configurations équiprobables que le système peut prendre, montre que, étant donné l'information qu'il contient, un encéphale humain doit posséder un nombre de configurations possibles tel qu'il s'écrirait avec plus de dix millions de chiffres : c'est un nombre immense.

Or, dans son expérience statistique, l'observateur de LAPLACE (bien que n'étant embarrassé par aucune difficulté morale) n'aurait au plus à sa disposition que les trois milliards d'humains présents sur la terre ; c'est-à-dire un nombre qui s'écrit avec dix chiffres, un nombre qui n'est que très grand, et même pas très grand, parmi les très grands.

Or, pour étudier la répartition statistique du nombre immense des configurations sûrement possibles dans un encéphale, il faudrait que l'observateur de LAPLACE pût disposer d'un nombre d'hommes bien supérieur à celui des configurations : il serait déraisonnable d'étudier statistiquement des configurations en nombre immense sur un nombre d'individus qui serait seulement très grand.

C'est le *principe des classes finies*, dégagé par ELSASSER.

***

Ainsi , dans les recherches sur les problèmes de la mémoire, il faut s'attendre à rencontrer, non seulement des difficultés techniques, mais aussi, quand il s'agira de dégager le codage, des obstacles de principe. Cela n'est nullement un motif de démission, car nul ne peut fixer de limites à la fécondité de la recherche scientifique. Au contraire, pour avoir reconnu certaines impasses, on peut progresser plus vite en imaginant d'autres chemins.

Prenons, par exemple, un problème de mémoire qui peut paraître se ranger parmi les moins compliqués : celui de la *reconnaissance* d'un stimulus, visuel ou auditif.

Il semble que, lors de cette reconnaissance perceptive, le cerveau

1) pratique l'analyse du stimulus, phénomène exprimable seulement par un grand nombre de grandeurs,

2) compare les données de cette analyse à ses collections mnésiques,

3) en présente une synthèse par schématisation, qualifiant par exemple tel stimulus par telle expression verbale.

Ce découpage de l'acte unitaire qu'est la reconnaissance est dangereux parce qu'il nous incite à chercher dans le cerveau un dispositif spécial destiné à effectuer chacune des opérations que nous avons artificiellement isolées. C'est une invitation à chercher (puisque reconnaissance implique analyse, mémoire et schématisation) des organes d'analyse, de mémoire et de schématisation, des « centres » d'analyse, de mémoire et de schématisation.

La situation a été aggravée par l'apparition des ordinateurs. Les ingénieurs qui dessinèrent ces machines le firent en prévoyant le recours à un appareil particulier pour chaque fonction. Et puisque les ordinateurs font, *dans le domaine des opérations logiques*, aussi bien et mieux que le cerveau, on pouvait s'attendre à trouver des analogies entre la machine et l'organe. Ces analogies, on vient de passer dix ans à les chercher sans les trouver, en se heurtant, comme il vient d'être dit pour le codage mnésique, à des difficultés non seulement de technique expérimentale, mais aussi de principe physique.

En fait, la genèse d'un ordinateur et celle d'un cerveau reposent sur des principes d'organisation entièrement différents. Les ordinateurs ont été créés logiquement par des hommes, pour des opérations logiques. Cela n'a pu se faire que de façon cartésienne, en analysant les difficultés pour les résoudre une à une. Mais le cerveau ne s'est pas fait ainsi : il est assez naturel de penser plutôt à un dégagement phylogénétique, puisque nous voyons, dans la série des Vertébrés, le névraxe se complexifier progressivement en partant du réseau neuronal encore très lâche des Cyclostomes. La matière vivante, une fois lancée, a développé ses virtualités.

Car le cerveau ne pratique les opérations logiques qu'accessoirement. Il est essentiellement un organe *d'action*. Il y a en fait une unité indivisible dans cette action qui assimile l'Homme à une boucle fermée de feedback modifiant les phénomènes extérieurs en fonction des actions qu'ils exercent sur le corps humain (fig. 1).

C'est là, dans la phylogenèse, l'acte essentiel du cerveau. Le reste est donné par surcroît. Marcel MONNIER a dit que le cerveau transforme l'abstraction en acte. Malgré toute l'admiration que j'ai pour l'œuvre de cet éminent neurophysiologiste, je suis ici tenté de renverser la proposition et de dire que le cerveau transforme l'acte en abstraction.

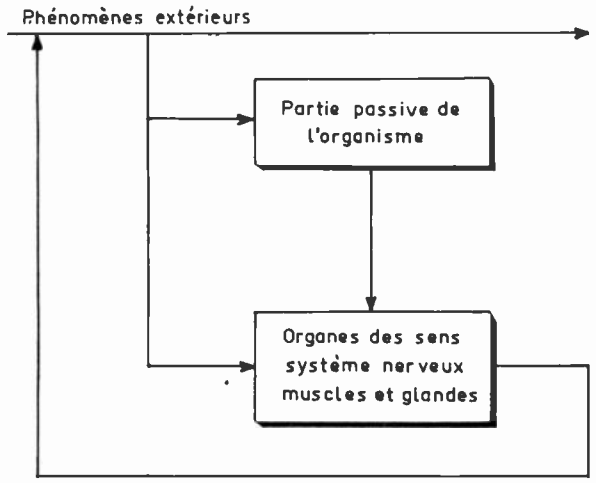


FIG. 1.

D'ailleurs, l'ordinateur se trouve extrêmement gauche en face de l'acte : il est à l'aise dans les opérations logiques parce que le nombre de degrés de liberté y est faible, tandis que, dans la vie naturelle d'un Vertébré, les actes mettent en jeu des stimulus et des comportements possédant un nombre considérable de degrés de liberté : suivre une piste, franchir des broussailles, etc. C'est la loi générale de la machine : elle ne peut être utile que dans un monde artificiel où nous lui fournissons des stimulus simples et où nous lui demandons des comportements simples. Les routes sont lisses, les programmations bien déterminées. Dans ces conditions, on peut tracer des plans dont la structure exprime une analyse rationnelle de la fonction à remplir. On a ainsi un appareil qui fonctionne de façon déterministe, c'est-à-dire qui répond à un stimulus de la façon prévue et de cette façon seulement, en vertu d'une structure préétablie.

Mais si l'on rêvait d'un tel ordinateur, capable (pour en revenir à la mémoire) de reconnaître des situations comprenant autant de degrés de liberté que celles qui se présentent constamment à l'Homme et aux Animaux, il faudrait l'imaginer immense (même en supposant une miniaturisation poussée très loin) et immensément coûteux.

Je pense que pour sortir de cette impasse, il faut se tourner résolument vers une conception probabiliste du fonctionnement cérébral.

Analyse, mémoire, et schématisation ne sont pas les fonctions d'organes plus ou moins isolées ce sont des qualifications que nous appliquons pour la commodité du langage, à certains aspects d'un tout fonctionnel. Or il semble que analyse, mémoire et schématisation soient des propriétés qui apparaissent spontanément et nécessairement après un certain temps de fonctionnement d'un réseau neuronal sans structure systématique et soumis à des stimulus quelconques.

On peut beaucoup attendre, en matière de neuropsychologie, d'une conception probabiliste analogue à celle que ROSENBLATT a avancée pour la généralisation perceptuelle avec ses perceptrons.

Il y a eu un premier perceptron, appareil matériellement réalisé, qui était éducable mais par l'intervention d'un éducateur humain. Beaucoup plus instructif me paraît le second perceptron, qui s'éduque tout seul.

Ce second dispositif n'est pas matériellement réalisé : c'est un dispositif idéal, simple prétexte au développement d'une idée mathématique, de la même nature que ces expériences idéales qui sont la trame de la physique théorique. Ce réseau comprend essentiellement trois parties (fig. 2).

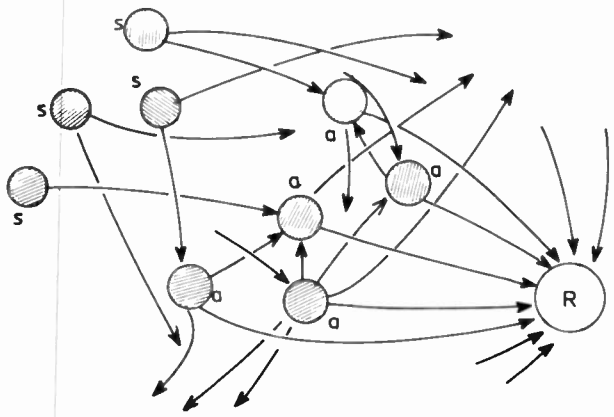


FIG. 2.

1) Il comprend d'abord un système sensitif, ensemble d'éléments sensibles qu'on appelle éléments *s*, chacun pouvant être excités par un agent extérieur et déchargeant leur excitation dans un prolongement. L'excitation des éléments *s* obéit à la loi binaire du tout ou rien. Un stimulus est constitué par l'excitation d'un certain nombre d'éléments *s*. On peut faire subir au stimulus des transformations successives. Pour éviter de compliquer le problème en devant traiter la rencontre des limites par le stimulus, on donne au système sensitif ce qu'on appelle en topologie la connectivité toroïdale, qui permet au stimulus d'être réintroduit quelle que soit sa transformation.

2) Le réseau comprend ensuite un très grand nombre d'éléments d'association appelés éléments *a*. Ces éléments reçoivent deux types de liaisons : le premier type est constitué par les prolongements émis par les éléments *s*, le second par des liaisons établies entre les éléments *a* eux-mêmes. On pourrait parler de voies de projection et de voies d'association. Le point capital est que ces liaisons sont toutes établies au hasard, de façon entièrement aléatoire, n'importe quel élément *s* étant relié à n'importe quel élément *a*, et n'importe quel élément *a* à n'importe quel autre élément similaire.

Les éléments *s* sont reliés aux éléments *a* par des connexions aléatoires dont les unes sont excitatrices, les autres inhibitrices. Le signal transmis par une connexion excitatrice est égal à l'unité de signal, à + 1 stu (Standard Threshold Unit) ; il est égal à − 1 stu s'il s'agit d'une connexion inhibitrice. A l'entrée d'un élément *a* il se fait une somme algébrique des signaux et l'élément *a* est excité si cette somme dépasse un seuil θ (le même pour tous les éléments *a*) qui est de l'ordre de quelques stus. Si la somme est inférieure au seuil, l'élément reste au repos. Si elle atteint ou dépasse le seuil, il décharge conformément au tout ou rien dans tous ses prolongements afférents, ceux qui vont aux autres éléments *a* et celui qui va à l'élément effecteur *R*.

3) Cet élément *R* reçoit ses afférences de tous les éléments *a*. Il a, lui aussi, un fonctionnement binaire par tout ou rien : si la somme de ses afférences n'atteint pas un certain seuil, il donne la réponse zéro et si la somme des afférences atteint ou dépasse ce seuil, il donne la réponse 1.

***

Le fonctionnement du dispositif est le suivant. Quand on porte sur le système sensitif un stimulus quelconque, quelle que soit la réponse, la pondération de toutes les liaisons associatives qui ont été actives dans ce processus stimulus-réponse est majorée.

Si un élément a_j a été activé lors de la présentation d'un certain stimulus, toute liaison w_{ij} venant d'un élément a_i ayant aussi été activé reçoit un accroissement de pondération Δw toujours le même. Mais en même temps, les pondérations de toutes les liaisons arrivant à a_j (qu'elles aient fonctionné ou non) subissent une diminution telle que l'accroissement total des pondérations soit nul. Il est aisé de voir que cette diminution de la pondération est, pour chaque liaison, égale à Δw multiplié par le quotient

$$\frac{\text{nombre des afférences venant d'éléments } a \text{ ayant fonctionné}}{\text{nombre des afférences venant d'éléments } a \text{ ayant fonctionné ou pas}}$$

Au total, si a_i a été excité l'accroissement est positif. Si a_i n'a pas été excité, l'accroissement est négatif. Si a_j n'a pas été activé, les liaisons qui lui arrivent ne subissent aucun changement de pondération.

Tout cela rend le fonctionnement des éléments comparable à celui des neurones : sommation, tout ou rien, facilitation par le fonctionnement, caractère variable de cette facilitation.

Ces hypothèses très générales et très simples étant posées, les propriétés du réseau constituent un problème de probabilité.

***

Il est impossible, dans le cadre de cet exposé, de donner le détail des solutions. Mais je vais essayer d'en dégager les grandes lignes, d'établir un fil conducteur, qui pourra peut-être faciliter le recours aux originaux.

Cette étude est d'abord dominée par la notion de *ressemblance par rapport à une transformation* (fig. 3).

Soient deux éléments *a*, a_i et a_j. L'élément a_i reçoit ses liaisons d'un certain ensemble E_i d'éléments sensoriels, et a_j reçoit les siennes d'un ensemble E_j.

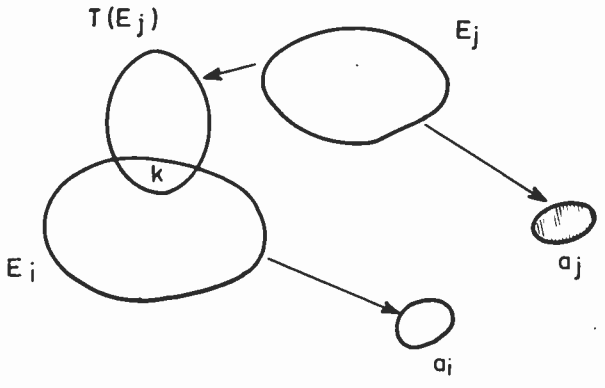


FIG. 3.

Considérons l'ensemble relatif à a_j comme un stimulus et faisons-lui subir la transformation T. Soit k le nombre cardinal de l'intersection $E_i \cap T(E_j)$.

On dit que k mesure la *ressemblance* que a_i a avec a_j dans la transformation T.

Cette notion de ressemblance permet de préciser ce que ROSENBLATT appelle la *généralisation perceptuelle* c'est-à-dire cette propriété de donner au transformé de préférence la même réponse qu'au premier stimulus.

Cette généralisation perceptuelle suppose que le réseau acquiert un certain biais qui n'est autre que la tendance présentée par les éléments a à devenir d'autant plus fortement couplés (par l'accroissement de leur w_{ij}) que leur ressemblance k est plus grande pour la transformation T.

1re Propriété

La présentation d'un quelconque stimulus aléatoire S n'introduit aucun biais

Pour démontrer cela, il suffit de prouver que la valeur probable de w_{ij} est la même après qu'avant la présentation du stimulus, quel que soit k.

La présentation de S active un ensemble d'unités a où figurent des paires ayant un degré k de ressemblance. Comme S est aléatoire, donc indépendant de k, les degrés k de ressemblance ont, dans l'ensemble activé, la même distribution que dans l'entière population des unités a.

Par construction, après présentation de S, la somme algébrique des variations des pondérations des liaisons associatives aboutissant à une unité a quelconque est nulle. Donc la variation probable Δw_{ij} de la pondération pour toute connexion associative est nulle quel que soit le degré k de ressemblance entre a_i et a_j.

Ainsi la présentation de S seul n'introduit pas de tendance à une discrimination entre les couples d'éléments a selon leur k.

2e Propriété

Voyons maintenant ce qui se passe si on fait suivre la présentation d'un stimulus quelconque S_x par un autre stimulus quelconque S_y. Soit A_x l'ensemble des éléments a activés par S_x et A_y l'ensemble des éléments a activés par S_y présenté immédiatement après S_x (fig. 4).

On démontre que $A_x \cap A_y$ est plus grande que si A_x et A_y avaient été obtenus indépendamment, par exemple en présentant S_x et S_y à deux systèmes identiques, mais séparés.

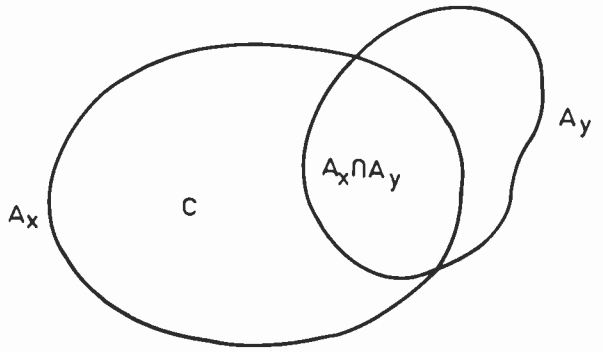


FIG. 4.

3e Propriété

La seconde propriété vaut également, c'est évident, si $S_y = T(S_x)$. Mais, de plus on démontre que, *dans ce cas, on introduit dans les unités activées un biais favorisant les paires qui ont un haut degré de ressemblance.*

Après présentation de S suivie de celle de $T(S)$, l'accroissement probable de w_{ij} est égal à :

$$(P - P')\,[P_{i/j}(k) - P]$$

P est le nombre probable des éléments a activés par S. De même P' pour $T(S)$. $P_{i/j}(k)$ est la probabilité conditionnelle pour que a_i réponde à $T(S)$ quand on sait que a_j répond à S, la ressemblance entre a_i et a_j étant k.

Ainsi P et P' étant indépendants de k, l'accroissement est proportionnel à la différence :

$$D = P_{i/j}(k) - P$$

On démontre que $P_{i/j}(k)$ est une fonction de k à croissance monotone. Il en est donc de même de l'accroissement probable de w_{ij} ; cette tendance à favoriser les ressemblances élevées est la définition même de ce que ROSENBLATT appelle la généralisation perceptuelle.

4e Propriété

Si le système n'a subi aucune préparation, la pondération probable d'une liaison reçue par une unité répondant sans préparation à S_x est égale à la pondération probable d'une liaison reçue par une unité répondant sans préparation à S_y. La présentation de $T(S_x)$ introduit un biais au bénéfice des unités répondant à S_x. On peut donc se servir de cette diffé-

rence comme de mesure du biais. On démontre qu'elle est égale à :

$$D^2(P - P')\,\Delta w .$$

Cette mesure ne vaut que pour les paires de ressemblance k, puisque D est une fonction de k. Il convient donc maintenant d'éliminer k en définissant le biais par une sommation donnant à k toutes les valeurs possibles.

$$(P - P')\,\Delta w \sum_k D^2 P_k ,$$

P_k étant la probabilité pour que deux éléments a quelconques aient une ressemblance k.

Cette formule donne donc l'accroissement probable du biais pour une liaison associative à la suite de la présentation de S suivie de $T(S)$. Dans une série de séquences conditionnantes, chaque paire de stimulus du type $[S, T(S)]$ ajoutera cet accroissement, tandis que chaque paire du type $[T(S_x), S_y]$ apportera un accroissement nul. Après N paires de stimulus du type $[S, T(S)]$ chaque unité a a gagné un biais égal à :

$$(P - P')^2\, Nn\, D^2\, \Delta w$$

(n étant le nombre moyen de liaisons associatives type $a_i a_j$ reçues par élément a).

Donc si cet accroissement du biais devient assez grand (parce qu'on a appliqué beaucoup de couples conditionnants), une unité a répondant sans préparation à S_x tendra à être activée par $T(S_x)$ même si elle n'appartient pas à l'intersection des ensembles répondans respectivement sans préparation à S_x et à $T(S_x)$. Ainsi $T(S_x)$ tendra à activer davantage d'unités a répondant sans préparation à S_x que de celles qui répondent sans préparation à S_y, et vice-versa.

Ainsi, si on présente au réseau une séquence constituée par un certain nombre de stimulus suivis chacun par son transformé dans une transformation bi-univoque T (la même pour tous les stimulus) S_1, $T(S_1)$, S_2, $T(S_2)$, etc. et si ensuite on présente le stimulus $T(S_x)$, S_x étant un stimulus quelconque, la réponse à $T(S_x)$ sera *la même* que celle à S_x *avec une probabilité plus grande que par le seul hasard.*

5e Propriété

T étant une transformation bi-univoque quelconque, et S_1, S_2, etc. des stimulus, on présente au système une séquence : S_1, $T(S_1)$, S_2, $T(S_2)$ ... S_n, $T(S_n)$.

Cela fait, S_x étant un stimulus quelconque la réponse à $T^{-1}(S_x)$ sera *la même* que celle à S_x *plus souvent que par le seul hasard.*

6e Propriété

Dans les mêmes conditions, si l'on présente le stimulus $T^k(S)$, la réponse à $T^k(S)$ sera *la même* que celle à S *plus souvent que par le seul hasard.*

7e Propriété

Si G est un ensemble de transformation formant un groupe, si T_1, T_2, ... T_n sont n transformations appartenant à ce groupe, si l'on a présenté au système une séquence $T_1(S)$, $T_2(S)$, $T_3(S)$ ... $T_n(S)$. Si T est une transformation quelconque appartenant au groupe G, et si S' est un stimulus quelconque, alors la réponse à $T(S')$ sera *la même* que celle à S' *plus souvent que par le seul hasard.*

8e Propriété

Ces propriétés, établies pour un système sensitif fini, restent valables pour un système sensitif infini à condition que les stimulus soient *cohérents*, c'est-à-dire faits non d'éléments s distribués au hasard dans tout le système, mais bien d'éléments s tels que la densité des éléments excités au voisinage d'un élément excité soit plus grande que la densité moyenne dans tout le système, condition qui est conforme à ce que sont les stimulus dans les circonstances physiologiques habituelles.

***

Dans ces propositions, on a utilisé l'expression vague « plus souvent que par le seul hasard ». C'est en effet que, au fur et à mesure qu'on procède à de nouvelles applications de stimulus suivies de nouvelles réponses, on voit progressivement augmenter la différence entre le comportement du dispositif et un comportement aléatoire. Si bien que des stimulus analogues amènent de plus en plus souvent une réponse identique.

Le dispositif paraît analyser les stimulus, les comparer par la mémoire, les schématiser par ses réponses. Et pourtant le montage de ces éléments est le seul fait du hasard : il suffit de supposer que ces éléments possèdent les propriétés les plus simples et les plus générales des neurones.

Ainsi le mode de pensée probabiliste nous ouvre des perspectives pleines de promesses en matière de fonctionnement cérébral.

Bien sûr, le cerveau des Vertébrés supérieurs et de l'Homme possède une « information de structure » bien supérieure à celle d'un réseau neuronal. On retrouve là une loi morphologique dégagée depuis longtemps par KAPPERS : au cours de la phylogenèse, les cellules nerveuses migrent vers la direction d'où elles reçoivent le plus d'influx. Cette *neurobiotaxie* a pour résultat de réduire le temps dendritique de la transmission, temps dendritique où la vitesse est plus lente que dans le temps axonal. C'est, en somme, l'inscription dans la morphologie de la facilitation qui s'exprime dans le fonctionnel.

Tout cela devra être reconsidéré en détail, mais la conception probabiliste de la neuro-psychologie semble représenter, dès maintenant, un progrès méthodologique considérable.

GÉNÉRATEUR HAUTE TENSION D'ONDES SINUSOÏDALES DE PÉRIODE LONGUE

PAR

J. PAGEAUT

Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal
CNRS, Grenoble

1. Introduction

Les méthodes classiques d'essais non destructifs d'un diélectrique, consistant à lui faire subir une contrainte électrique à fréquence égale et amplitude plus importante que celle pour lesquelles il sera employé, présentent quelques inconvénients : entre autres, elles sont néfastes pour le diélectrique et demandent de grosses puissances pour des isolants de volume important.

Si l'on applique à un isolant une différence de potentiel sinusoïdale, de fréquence extrêmement basse, et que l'on étudie l'évolution du courant de cet isolant, on montre que l'on pourra définir une relation entre les résultats obtenus à cette fréquence et ceux que l'on obtiendrait en faisant un essai à la fréquence de travail du diélectrique [1].

Messieurs KLEIN et DEN HERTOG [2] ont réalisé un générateur très basses fréquences, de période variant de 20 à 12 500 s et d'amplitude maximale 50 V crête à crête. Bien que l'on puisse lui adjoindre un amplificateur à courant continu qui donnerait une amplitude suffisante pour obtenir des gradients de potentiel élevés dans des diélectriques de faible épaisseur [1], le problème reste entier lorsqu'il s'agit de tester des diélectriques de volume plus important. L'étude suivante propose une solution intéressante, application directe des générateurs électrostatiques à transporteur isolant, fabriqués par la SAMES à Grenoble.

2. Emploi du générateur électrostatique

La solution consistera à reproduire, en haute tension, le signal basse tension d'un générateur pilote (qui pourra être en l'occurrence celui mis au point par KLEIN et DEN HERTOG).

Le fonctionnement du générateur électrostatique [3] (fig. 1) autorise une régulation électronique poussée [4] permettant d'obtenir une relation linéaire entre un signal d'entrée donné et la haute tension de sortie.

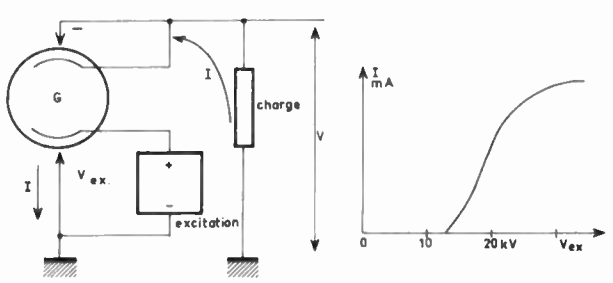
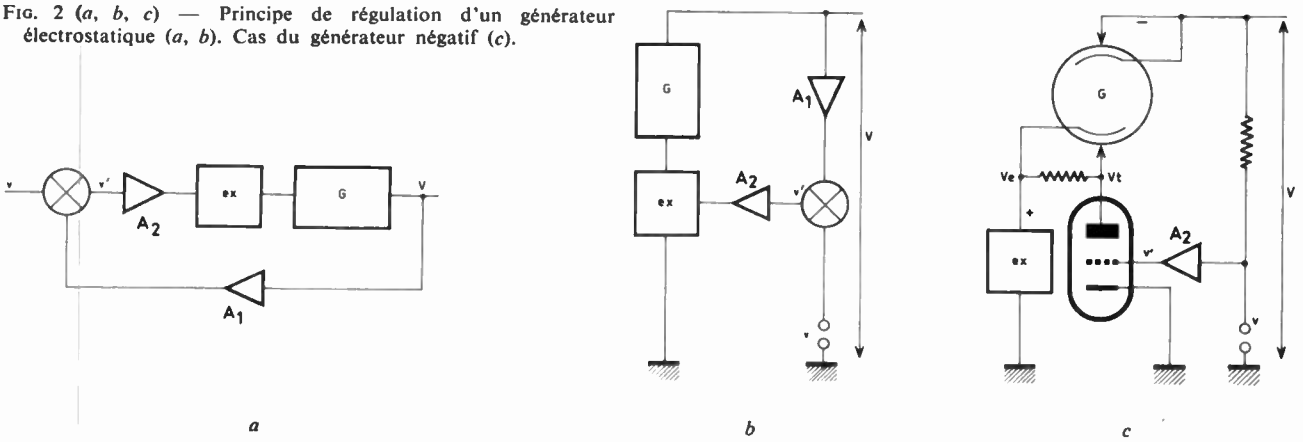


FIG. 1. — Fonctionnement et caractéristique courant-excitation d'un générateur électrostatique.

La condition nécessaire sera de posséder un circuit de contre-réaction de gain et de phase répondant aux conditions de stabilité classique des circuits bouclés (fig. 2).

FIG. 2 (*a*, *b*, *c*) — Principe de régulation d'un générateur électrostatique (*a*, *b*). Cas du générateur négatif (*c*).



a *b* *c*

2.1. ASSOCIATION DE DEUX GÉNÉRATEURS ÉLECTROSTATIQUES

A cause de la présence d'un seuil dans la caractéristique d'excitation, il est impossible d'inverser le sens du courant fourni par un générateur sans sortir complètement du domaine linéaire. On utilisera donc deux générateurs associés en parallèle, l'un fournissant un courant positif, l'autre un courant négatif. Les deux générateurs ont à chaque instant la même différence de potentiel entre leurs bornes.

Lors d'un débit sur une capacité pure, $I = C\,dV/dt$ le courant pourra avoir un sens ou l'autre, indépendamment du signe de V. Le courant total fourni par l'ensemble dépend des excitations respectives des deux générateurs et non de la différence de potentiel aux bornes.

Par exemple : si l'on veut charger la capacité avec une tension V positive, l'excitation du générateur positif sera accrue, celle du générateur négatif réduite. Il en résultera un courant positif qui chargera la capacité. Pour la décharger, on excitera plus le générateur « négatif », moins le positif ; le courant changera de sens, la tension aux bornes, positive au début, diminuera, puis s'inversera jusqu'à ce que le courant soit annulé, ou inversé, etc. Pendant les périodes de décharge de la capacité, un des générateurs fonctionnera en moteur, récupérant en fait son énergie potentielle.

3. Principe du générateur sinusoïdal

Les deux générateurs sont associés comme l'indique la figure 3.

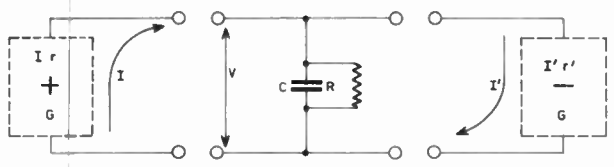


FIG. 3. — Association de deux générateurs électrostatiques.

Conformément à la figure 2, on a :

v = tension d'entrée
V = tension de sortie
v' = tension d'erreur

a) *avant l'association*

pour $v = 0$, on règle chaque courant de court-circuit des générateurs, I et I', à la valeur moitié de celle qu'il aura pour $v = v$ max.

On a $I = I_0 = I' = I'_0$; $v = 0$; $V = 0$ (court-circuit), donc $v' = 0$.

b) *au temps* $t = t_0$

On couple les deux générateurs $I_0 = I'_0$, et par suite les générateurs étant identiques $V = 0$.

On a : $I_0 = I'_0$; $v = v_0 = 0$ et par conséquent $v'_0 = 0$; l'asservissement n'a donc pas agi sur I et I' qui restent de valeur I_0 et I'_0.

c) *Au temps* t_1

On affiche $v = v_1$; $I'_1 > I_1$, la différence $I'_1 - I_1$

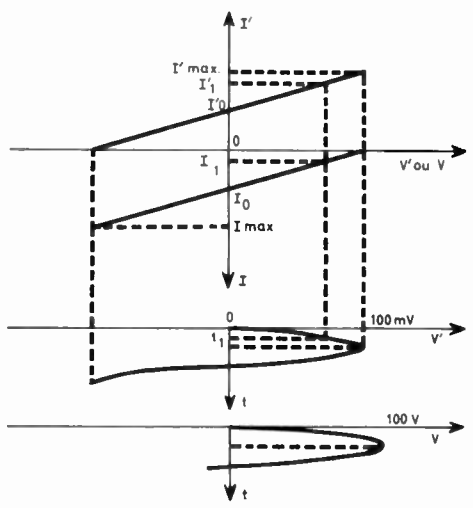


FIG. 4.

circule dans le circuit de charge ; V croît jusqu'à V_1 tel que $v'_1 = v_1 - A_1 \cdot V_1$ corresponde à l'équilibre de la boucle. Compte tenu du sens de I_1 et I'_1, une machine élestrostatique se conduit en générateur, l'autre en récepteur, permettant ainsi la régulation sur une charge purement capacitive (fig. 4).

Il est aisé de comprendre ensuite l'évolution pendant le deuxième quart de période. Puis l'inversion à la demi-période.

4. Réalisation

Le générateur se représente par le schéma synoptique de la figure 5, où :

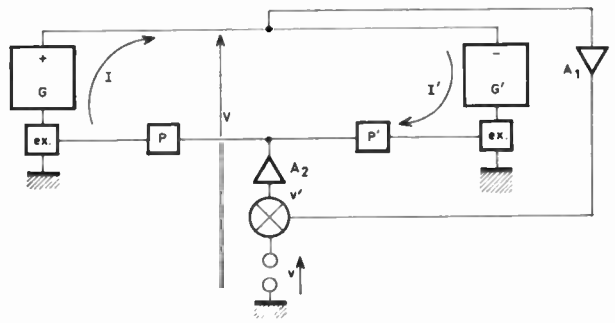


FIG. 5. — Principe de la régulation de deux générateurs électrostatiques couplés.

— G, G' sont des générateurs électrostatiques SAMES (300 μA, 90 kV)

— *ex* des systèmes d'excitation

— P, P' des systèmes potentiométriques permettant le réglage de I_0 et I'_0

— A_1 un diviseur résistif compensé

— A_2 un amplificateur à courant continu de grand gain (fig. 11).

4.1. L'AMPLIFICATEUR A_2

Si l'on veut que la tension de sortie reste stable à 1/10 000 près dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire lorsque le courant varie dans ses limites extrêmes, il faut que A_2 et le tube T_4 qui le suit (fig. 11), aient ensemble un gain de 10^6, cela dans le domaine des fréquences intervenant dans la régulation [3].

Les alimentations seront particulièrement soignées. La dérive et les fluctuations thermiques du tube T_1, très sensibles dans le premier étage, sont compensées par celles du tube analogue T_2. Le réglage séparé des courants de chaque générateur se fait à la sortie de A_2 par les diviseurs potentiométriques P et P'.

4.2. L'ENSEMBLE NÉGATIF

On a vu que la tension qui excite le générateur électrostatique est la différence de potentiel inducteur ioniseur de masse (fig. 1). La polarité de l'inducteur est du signe contraire de la polarité de sortie. La régulation de l'ensemble négatif est donc simple.

$$v_{excitation} = v_e - v_t$$

T_4 admet 20 kV de tension d'anode et supporte le courant du générateur électrostatique.

4.3. L'ENSEMBLE POSITIF

Du côté positif, tout est inversé : le signe de la tension d'excitation et le sens du courant dans le générateur. L'insertion de la triode T_4 dans le circuit devient impossible, elle nécessiterait l'isolement de A_2, incompatible avec l'ensemble négatif (fig. 6).

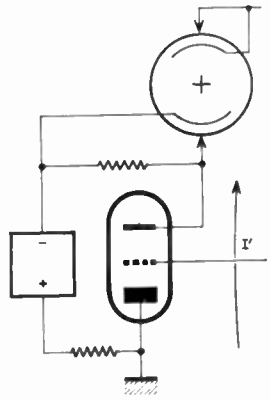


FIG. 6. — Régulation d'un générateur positif. Tube dans le sens passant.

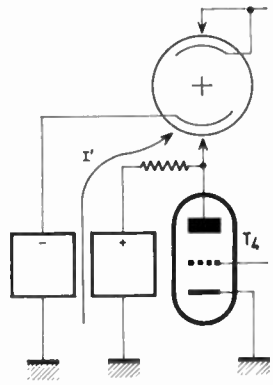


FIG. 7. — Régulation d'un générateur positif. Tube dans le sens non passant.

La solution est facile pour des générateurs à faible débit : on choisit une source auxiliaire capable de fournir le débit du générateur. La triode est dans le sens non passant pour celui-ci (fig. 7).

La solution est incommode lorsque le courant est de l'ordre du milliampère, la puissance de la source auxiliaire devient trop importante (30 kV, 30 à 60 W).

On a alors recours au schéma de principe de la figure 8.

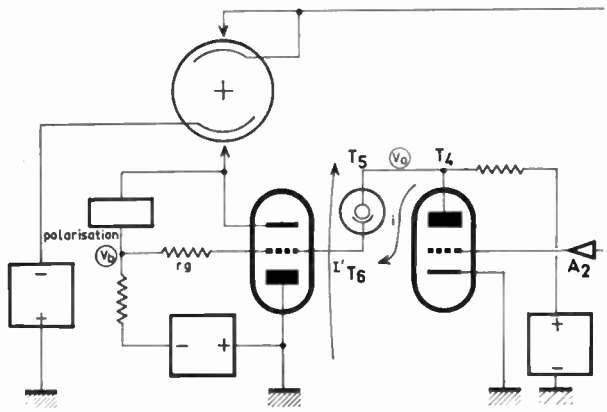


FIG. 8.

— on conserve le tube dans le sens passant

— on lui adjoint une alimentation séparée

— en sortie de A_2, on place une triode haute tension analogue à T_4 du côté négatif.

Cela permet d'effectuer une liaison continue par l'intermédiaire d'un tube à décharge de tension d'arc élevé (tube VICTOREEN 20 kV - 200 μA).

Lors d'une variation de v_a, le courant du tube de décharge, soumis à $v_a - v_b$, varie — la grille de T_6 varie suivant $R_g.i$ (fig. 9). La différence $v_a - v_b$ reste

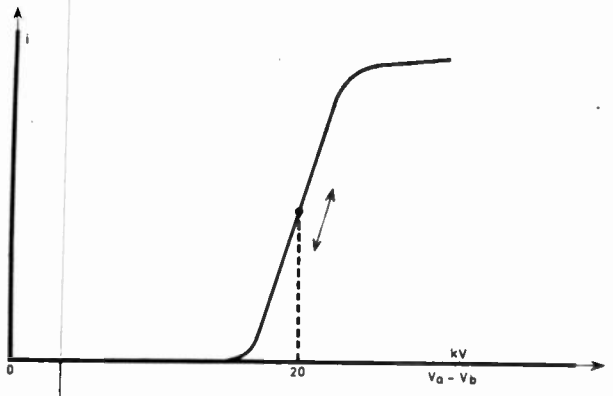


FIG. 9. — Caractéristique d'un tube à gaz « VICTOREEN ».

constante et égale à 20 kV, tension d'arc de T_5 ; les variations de v_a se retrouvent sur v_b.

Le gain de la chaîne positive est alors identique à celui de la chaîne négative.

5. Résultats. Conclusions

5.1. FONCTIONNEMENT STATIQUE

Une réponse en fonctionnement statique donne les résultats suivants :

v	−100	−80	−40	−20	−10	0	+10	+20	+40	+80	+100	Volts
V	+25250	+20200	+10150	+5050	+2530	0	−2523	−5045	−10100	−20210	−25200	×1,44 V
v'	−90					0					+90	mV

v est affiché manuellement.

Des enregistrements montrent que la dérive au bout d'une heure de fonctionnement est inférieure à 1 %.

5.2. FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

Un système mécanique bielle-manivelle commandé par un moteur synchrone actionne un potentiomètre (fréquences 1/120 Hz ou 1/60 Hz). Sans prétention quant à la pureté de la sinusoïde, il permet de suivre le fonctionnement dynamique du générateur sur une charge capacitive. La technologie du générateur autorise des débits maximaux de 100 μA (compte tenu des courants dérivés dans les différentes chaînes résistives).

L'expression du courant de charge du récepteur capacitif est :

$$i = C\omega V \cos \omega t$$

et a pour valeur maximale :

$$I = CV\omega$$

ce qui autorise une capacité maximale de

$$C = \frac{I}{V\omega} = 40 \text{ nF} \qquad \text{pour } F = \frac{1}{120} \text{ Hz}$$

capacité difficile à réaliser pour une tension de 50 kV.

Des enregistrements permettent de comparer v, V, pour des fréquences de 1/120 Hz ou 1/60 Hz et des charges capacitives de 1 000 pF, 2 000 pF.

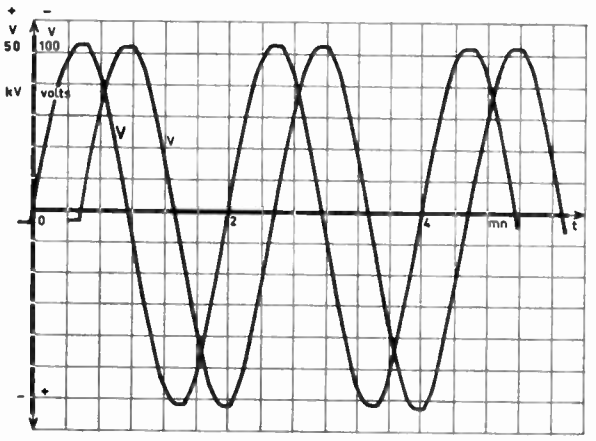


FIG. 10. — Enregistrements séparés de la tension de référence et de la haute tension.

L'appareil fonctionne normalement sur une charge résistive demandant un débit de 100 μA.

5.3. CONCLUSIONS

A des fréquences de cet ordre, une haute tension sinusoïdale est inconcevable par des moyens électromagnétiques. D'autre part, les progrès réalisés depuis dix ans dans le domaine des générateurs électrostatiques autorisent un emploi jusqu'à des puissances de l'ordre de 1/2 kW.

Le système présenté est capable de reproduire des tensions alternatives autres que sinusoïdales (à condition que les transitions du signal restent dans les limites du temps de réponse du système).

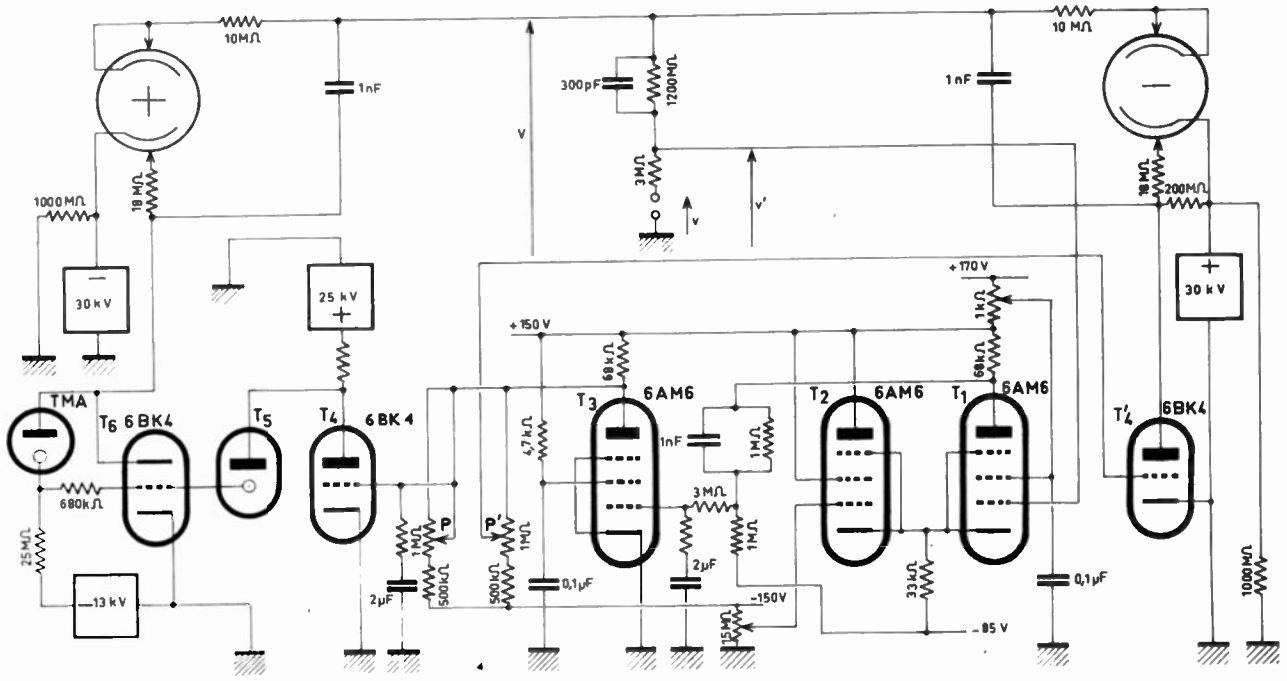


FIG. 11. — Schéma d'ensemble du générateur sinusoïdal.
(*N.B.* : T_6 = Victoreen 20 kV).

BIBLIOGRAPHIE

[1] MARTINOT – Thèse de doctorat. Toulouse, Octobre 1963.

[2] KLEIN et DEN HERTOG – *Electronic Engineering*, t. 31, juin 1959, p. 320-325.

[3] FELICI N.J. – *L'Onde Electrique*, N° 358, janvier 1957, p. 7.

[3] *bis* GARTNER Elie – *R.G.E.*, t. 62, N° 2,3, février, mars 1953.

[4] GARTNER et SION – *L'Onde Electrique*. N° 374, mai 1958, p. 390.

RADARS DOPPLER DE NAVIGATION*

PAR

H. LE TILLY

Electronique Marcel Dassault

1. La navigation à l'estime

La navigation à l'estime consiste dans le calcul du point par intégration du vecteur vitesse, à partir d'un point de départ connu.

Elle nécessite :

a) La définition d'un système d'axes de référence.

Cette référence, fournie autrefois par des compas magnétiques, puis gyromagnétiques, utilise de plus en plus des gyroscopes libres, à très faible dérive, éventuellement recalés par visée astrale pour les longs parcours.

b) La mesure du vecteur vitesse.

Cette mesure pour laquelle le vent météo et la vitesse aérodynamique étaient utilisés, peut être effectuée avec beaucoup plus de précision par des radars Doppler aéroportés.

c) Un dispositif d'intégration.

Ce dispositif peut être analogique ou numérique.

Cet exposé ne concerne que les radars Doppler, les références de direction n'étant pas étudiées, et les calculateurs n'étant examinés que du point de vue de leur adaptation aux radars Doppler.

2. Principe du radar Doppler de navigation

Un ensemble émetteur-récepteur A, animé d'une vitesse V émet un faisceau de rayonnement électromagnétique de fréquence F dans un angle solide Ω (fig. 1).

Un élément de surface dS_1, fixe, réfléchira un rayonnement dont la puissance dépendra de la distance, de l'inclinaison et de la nature de la surface, mais

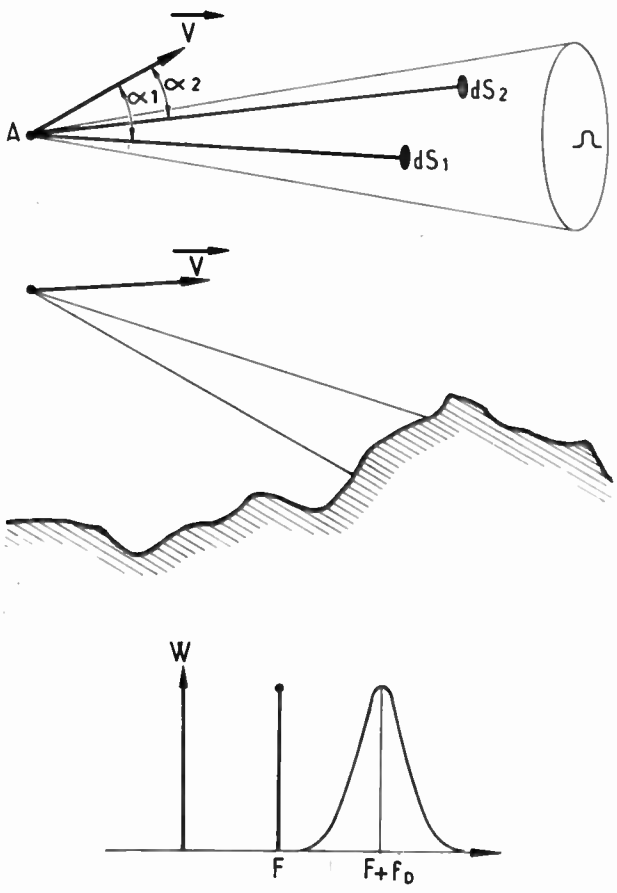


FIG. 1. — Principe du Doppler

* Conférence prononcée le 16 mars 1965 à une réunion de la 9e Section de la SFER.

dont la fréquence F_1 ne dépendra que de la projection du vecteur vitesse sur la droite $A-dS_1$

$$F'_1 = F\left(1+\frac{V\cos\alpha_1}{C}\right)$$

La fréquence de l'énergie reçue par le récepteur, en provenance de dS_1 sera également affectée par l'effet Doppler, et peut s'écrire,

$$F_1 = F\left(1+\frac{2V\cos\alpha_1}{C}\right)$$

Un autre élément dS_2, également fixe fournirait une énergie différente et une fréquence

$$F_2 = F\left(1+\frac{2V\cos\alpha_2}{C}\right) = F+F_D$$

Dans le cas des radars Doppler de navigation, dS_1 et dS_2 sont des éléments de surface du sol.

L'énergie reçue par le récepteur est donc caractérisée par un spectre, dont la forme pourra être affectée par le relief et la nature du terrain, mais qui sera toujours limitée aux fréquences Doppler correspondant aux projections de la vitesse sur les génératrices du cône définissant le faisceau. Si ce faisceau est suffisamment fin, les caractéristiques du terrain ne jouent normalement qu'un faible rôle.

Le déplacement angulaire du faisceau, si ce dernier est fixe par rapport à l'avion, peut par ailleurs être complètement négligé. Ainsi, pour un avion volant à 15 000 m, le temps aller-retour de l'onde est de 10^{-4} seconde. Pour une vitesse de roulis de 200°/s, le déplacement du faisceau durant cet intervalle de temps, n'est que de 0,02°. Comme la largeur du faisceau, pour des raisons d'encombrement d'aérien, peut difficilement descendre au-dessous de quelques degrés, la forme du spectre ne sera pratiquement pas affectée.

3. Problèmes à résoudre

L'application de principes simples à la réalisation de matériels pose toujours beaucoup de problèmes. Dans le cas des radars Doppler, ceux-ci sont particulièrement nombreux et les solutions qu'on peut leur fournir dépendent de paramètres propres à l'utilisation bien précise du radar et à l'encombrement disponible sur avion.

Parmi ces problèmes, on peut noter en premier lieu ceux posés par :

— le découplage émission-réception,

— la mesure de la vitesse, à l'intérieur du spectre,

— l'utilisation de cette mesure,

— les mesures à très faible vitesse, particulières aux hélicoptères.

Avant d'examiner ces différents points et les solutions possibles dans chaque cas, il faut noter tout de suite qu'un seul faisceau ne définit qu'une projection de la vitesse et que, pour connaître celle-ci, il est nécessaire (fig. 2) de disposer de trois projections, donc de trois faisceaux. Pour des raisons de conception d'aériens ou d'utilisation des informations en provenance du récepteur, le nombre des faisceaux est fréquemment porté à quatre.

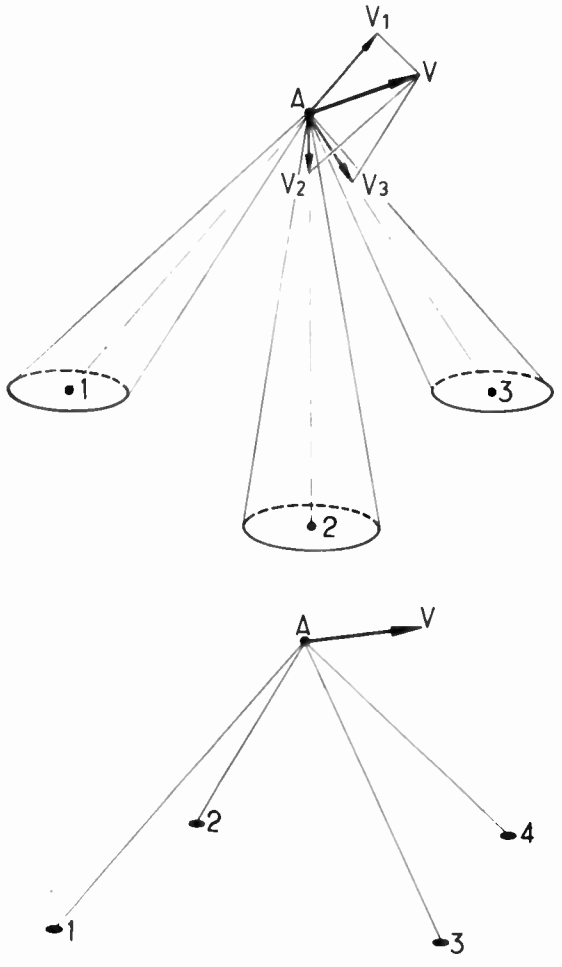


FIG. 2. — Composantes de la vitesse

4. Découplage émission-réception

Considérons le cas d'un radar aéroporté équipé d'un aérien dont la surface est de l'ordre de 0,1 m². A une altitude de 10 000 m, la puissance reçue du sol est de 110 à 140 dB au-dessous de la puissance émise.

Cet affaiblissement est nettement inférieur à celui rencontré couramment dans les radars classiques à impulsions ; il impose toutefois la réalisation d'un excellent découplage entre l'émission et la réception (de l'ordre de 150 dB). Ce problème, particulièrement ardu, peut être résolu par l'adoption de diverses techniques que nous allons passer successivement en revue.

4.1. Radars a impulsions

Les premiers radars Doppler utilisés sur avions employaient la technique des impulsions (fig. 3).

L'émetteur émettait simultanément une impulsion sur deux faisceaux F_1 et F_2. Le récepteur percevait le battement entre les deux impulsions réfléchies.

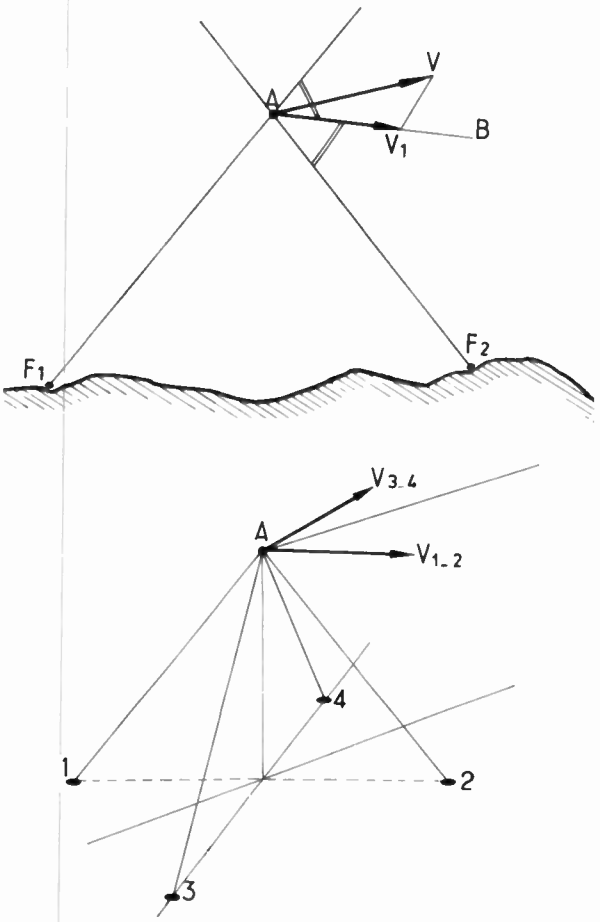


Fig. 3. — Radars Doppler à impulsions

Un calcul simple montre que la fréquence de battement est proportionnelle à la projection de la vitesse sur la bissectrice des faisceaux (effet Janus).

Si les trajets sur les deux faisceaux sont égaux, les impulsions échos coïncident.

Si les trajets sont inégaux, il se produit un certain décalage, et, du fait de la variation de la fréquence d'émission, une augmentation du spectre du signal de battement (l'émetteur est un magnétron).

Si les trajets sont franchement inégaux, le battement peut ne pas avoir lieu. De toute façon, on a intérêt à allonger l'impulsion écho, donc à élargir le faisceau. Cela peut être fait par un profil convenable du diagramme de rayonnement des aériens, sans augmenter la largeur du spectre.

Ce type d'émission est actuellement pratiquement abandonné, principalement pour des raisons technologiques (nécessité d'une puissance crête importante).

4.2. Emission semi-continue

L'émission et la réception s'alternent à une fréquence supérieure ou égale au double de la fréquence Doppler maximale (cette règle est d'ailleurs également vraie pour les radars Doppler à impulsions, la fréquence de récurrence devant servir de porteuse à la fréquence Doppler). Le facteur de forme à l'émission est de l'ordre de 0,5. Sur la figure 4, on voit que la réception n'est possible que pendant une fraction du temps, dépendant du trajet aller-retour des ondes. En particulier, pour un faisceau infiniment fin, le temps de réception serait annulé pour des altitudes proportionnelles à $C\tau/2 = C/2f$, C étant la vitesse de la lumière.

La réception a lieu en permanence, l'écho étant de durée plus importante que l'émission, du fait de la dispersion des longueurs de trajet à l'intérieur

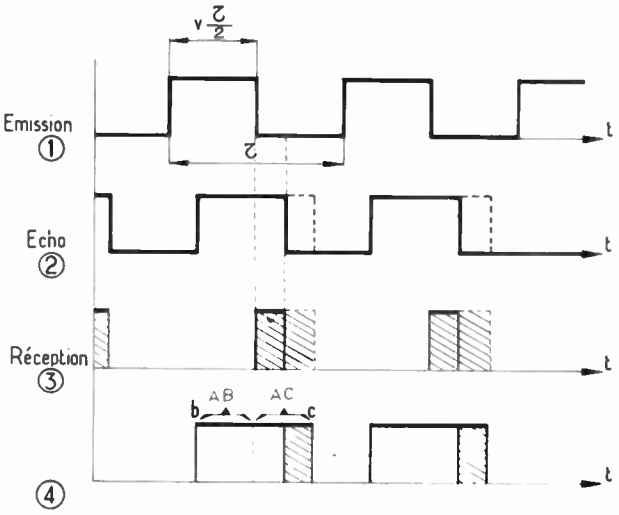


Fig. 4. — Emission semi-continue

du faisceau mais il en résulte une déformation du spectre du signal Doppler qui peut entraîner des erreurs de mesure.

En effet, si l'avion évolue à une altitude (fig. 5) telle qu'une partie du faisceau rayonné, autour du rayon AB, corresponde à une distance aveugle, la fraction de l'écho utilisable présentera une fréquence correspondant au rayon supérieur à AB. Le spectre du battement, au lieu de présenter une forme sensiblement symétrique (courbe 1), prendra la forme dissymétrique correspondant à la courbe 2.

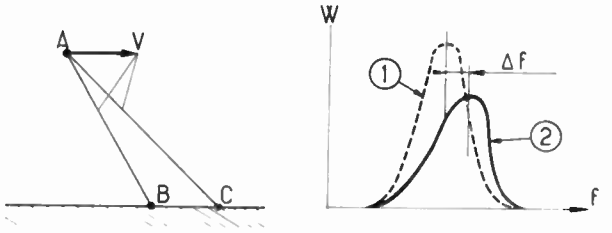


Fig. 5. — Emission semi-continue

Si on considère que la fréquence à mesurer est définie par l'équirépartition d'énergie dans le spectre, une erreur Δf sera introduite.

On pourrait envisager d'asservir la fréquence de récurrence à l'altitude, mais pour des vols sur terrains variés, les trajets aller-retour sur chaque faisceau sont différents.

Le seul remède pratique semble être d'effectuer une wobbulation de la fréquence de répétition. En choisissant la profondeur et la fréquence de wobbulation, on peut obtenir une précision convenable aux différentes altitudes.

4.2.1. *Ordres de grandeur*

Le faisceau a une largeur de 6°, la vitesse est inclinée en moyenne de 65° sur l'axe du faisceau. La vitesse maximale est 200 km/h.

La fréquence Doppler maximale théorique est, en bande X, égale à 16 kHz. La fréquence de récurrence doit donc être supérieure à 32 kHz.

En adoptant 50 kHz, aucune information en provenance de B ne sera utilisable pour une distance AB de 3 000 m.

Le spectre du signal ayant une largeur de 10 % de la fréquence centrale, l'atténuation des échos correspondant à un des côtés de ce spectre peut conduire à des erreurs de l'ordre de 3 %.

En réalité, la nécessité d'obtenir, aux faibles altitudes, une puissance moyenne de réception suffisante, conduit à augmenter la fréquence de répétition. Dans ces conditions, la première altitude « aveugle » sera plus faible (700 m environ à 200 kHz). A cette altitude, une erreur de l'ordre de 3 % peut être enregistrée. Pour les hautes altitudes, la partie éclairée BC du sol est divisée en plusieurs zones délimitées par différentes distances aveugles. L'erreur est alors plus faible.

Une wobbulation bien adaptée peut réduire l'erreur moyenne maximale (pour l'altitude la plus défavorable) au-dessous de 1 %.

4.3. Séparation des aériens

En séparant les aériens d'émission et de réception, on peut obtenir des découplages de l'ordre de 70 dB. On peut alors travailler en ondes entretenues pures.

Pour obtenir ce découplage, il est nécessaire que les radomes des aériens soient également séparés.

En l'absence de vibrations, il subsiste une raie centrale correspondant à une fréquence Doppler nulle.

Cette raie peut être éliminée par un filtre. Les vibrations, en l'absence d'élimination des échos proches (comme dans les trois précédentes méthodes) élargissent cette raie et rendent ainsi difficiles les mesures des faibles composantes de la vitesse.

4.4. Modulation de fréquence

Le découplage émission-réception peut être également effectué à partir d'une émission d'onde entretenue en utilisant la technique de la modulation de fréquence.

L'onde émise est modulée en fréquence et l'onde reçue après réflexion par le sol est mélangée avec une fraction de l'onde émise.

Du fait de la distance parcourue entre l'avion et le sol, il existe un retard entre les deux ondes.

Le signal de battement résultant présente une modulation de fréquence dont l'indice est fonction du retard. Le spectre de ce signal présente des raies dont l'écartement est égal à la fréquence de la modulation appliquée à l'émission. Si l'on sélectionne une des raies de ce spectre, l'amplitude de celle-ci varie selon la distance entre le radar et le sol ; elle présente en particulier l'avantage de s'annuler pratiquement pour les distances très courtes correspondant aux trajets des couplages entre les aériens d'émission et de réception permettant ainsi d'obtenir le découplage désiré entre l'émission et la réception.

$$\sin 2\pi(F_0+\Delta f \sin\Omega t)t \rightarrow \square \leftarrow \sin 2\pi\left[F_0+f_d+\Delta f \sin\Omega(t+\tau)\right](t+\tau)$$

$$\sin 2\pi\left(f_d+2\Delta f \sin\frac{\Omega\tau}{2}\sin\Omega t\right)t$$

Indice du battement : $m=\frac{4\pi\Delta f}{\Omega}\sin\frac{\Omega\tau}{2}$

Amplitude de la raie d'ordre n (pour m faible) : $J_n=Am^n=B\left[\sin\frac{\Omega\tau}{2}\right]^n$

Fig. 6. — Modulation de fréquence

Si le récepteur sélectionne, par exemple, la raie d'ordre trois, l'amplitude du signal de sortie en fonction de l'altitude aura l'allure représentée par la courbe de la figure 7.

L'effet Doppler se traduit par une modulation d'amplitude de ce signal à la fréquence f_d.

Il existe toutefois un phénomène analogue à celui provenant des distances aveugles en émission semi-continue. Les « creux » de réception sont cependant

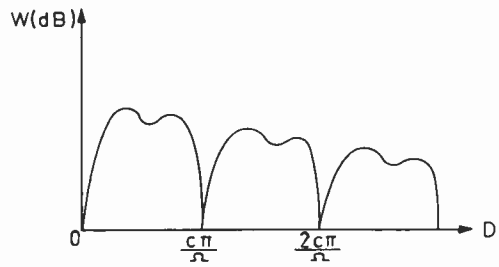


Fig. 7. — Modulation de fréquence

plus étroits, mais introduisent également des erreurs. Celles-ci peuvent être considérablement réduites par la wobbulation de la fréquence de modulation de façon tout à fait analogue à celle qui doit être effectuée dans le cas de l'émission semi-continue.

5. Mesure des composantes de la vitesse

Le radar doit fournir trois composantes de la vitesse. Les trois composantes peuvent être les projections

sur les axes de trois faisceaux, ou deux angles, définissant la direction, et le module du vecteur. Ces deux possibilités conduisent à deux types différents d'aérien.

5.1. Mesure des trois projections

L'aérien comporte trois faisceaux. Si ces faisceaux sont disposés comme indiqué sur la figure 8, les calculs de changement de coordonnées destinés à obtenir les projections de la vitesse dans un trièdre trirectangle sont faciles à effectuer.

Les trois faisceaux peuvent être alimentés simultanément. Il faut alors disposer de trois récepteurs. On peut encore les alimenter séquentiellement, grâce

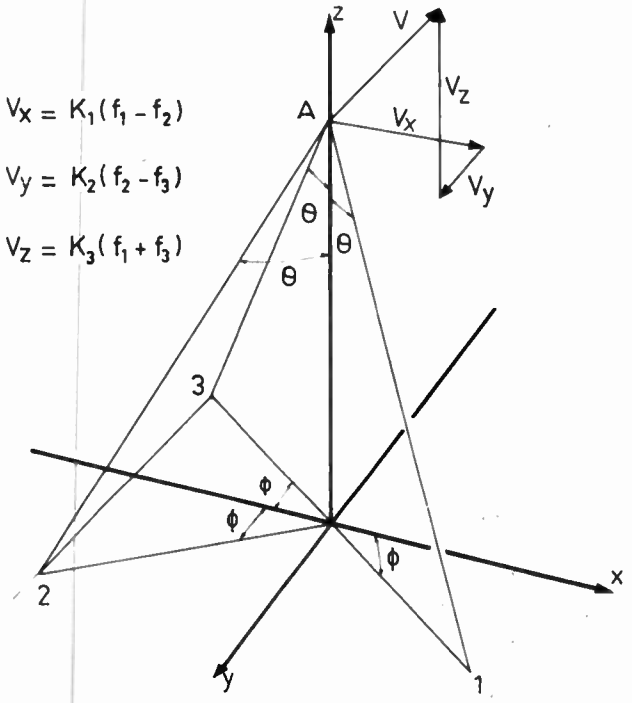


Fig. 8. — Mesure de trois projections

à un distributeur hyperfréquence. Un seul récepteur suffit alors. Il est toutefois nécessaire de disposer également à la sortie du récepteur, de trois dispositifs d'extraction des fréquences Doppler.

La période de mesure peut varier entre 1/10 s et 2 s.

L'aérien peut être stabilisé à la verticale. On obtient ainsi des vitesses horizontales et un seul changement de coordonnées de cap permet d'effectuer la navigation.

Un aérien fixe dans l'avion conduit à un encombrement moindre, mais nécessite, en principe, trois changements de coordonnées.

5.2. Mesure de deux angles et un module (fig. 9)

L'aérien est mobile autour de l'axe de lacet de l'avion OY et autour de l'axe OV, perpendiculaire à OY. Si l'aérien (axe OA) est dirigé selon la vitesse, il permet la mesure directe des angles D et i (dérive et incidence).

En vue d'effectuer simplement cet alignement, l'aérien délivre quatre faisceaux qui sont généralement alimentés séquentiellement. Le module de la vitesse est mesuré grâce à un oscillateur asservi qui se cale sur la valeur moyenne des fréquences Doppler issues de quatre faisceaux.

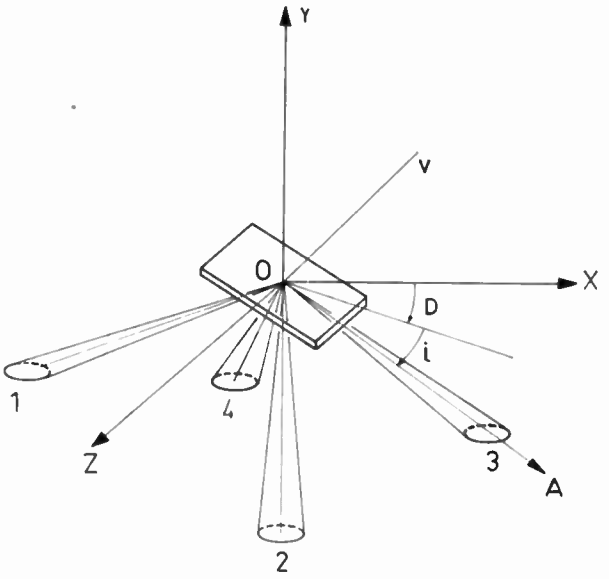


Fig. 9. — Mesure de deux angles et un module

Les écarts de fréquence des signaux issus des quatre faisceaux par rapport à cette fréquence moyenne auront l'allure indiquée figure 10. Des considérations géométriques simples permettent de montrer que :

— l'erreur d'incidence est proportionnelle à
$$u_1 - u_2 = u_4 - u_3$$
— l'erreur de dérive est proportionnelle à
$$u_3 - u_2 = u_4 - u_1$$
— l'erreur du module est proportionnelle à Σu_i

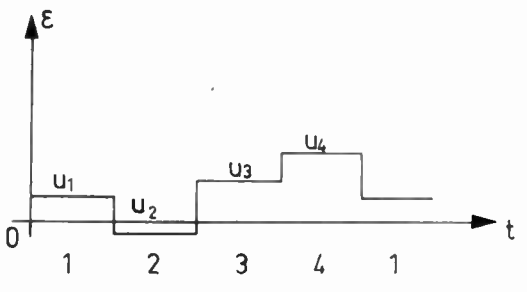


Fig. 10. — Mesure de deux angles et un module

Les deux premières erreurs étant appliquées aux moteurs d'aérien et la troisième à l'oscillateur, l'aérien s'oriente suivant la direction du vecteur vitesse et l'oscillateur fournit le module de ce vecteur.

Ce type d'aérien présente l'avantage de permettre

l'élargissement des faisceaux dans une direction particulière (fig. 11).

Le vecteur vitesse V étant fixe par rapport aux faisceaux, si ceux-ci ont une forme telle qu'ils soient compris entre deux cônes C_1 et C_2, la largeur maximale du spectre correspondra à la différence des

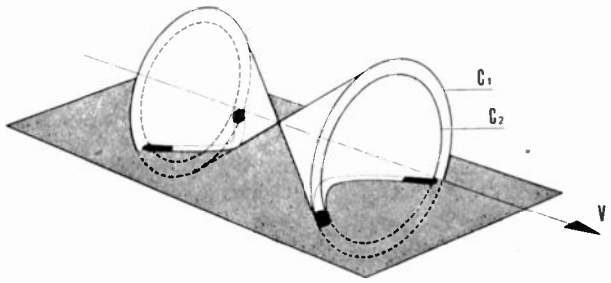


FIG. 11. — Elargissement des faisceaux

projections de V sur les génératrices des deux cônes, soit l'étendue des faisceaux. Cette propriété permet :

— de réduire une des dimensions de l'aérien,

— d'obtenir au sol une surface éclairée plus importante, donc des temps de trajets présentant de plus grandes différences.

Le moyennage des informations dans le cas où le découplage des aériens est effectué par émission semi-continue ou modulation de fréquence en est ainsi facilité.

Cet avantage se paie évidemment par une complexité plus grande et un encombrement global plus important de l'aérien.

6. Utilisation des informations

6.1. Extraction de la vitesse

Dans la grande majorité des applications, la vitesse sol est utilisée pour la navigation. Le traitement que l'on appliquera aux informations qui se présentent, à la sortie du récepteur, sous forme de spectres de fréquence dépendra donc de la nature du calculateur de navigation.

Dans tous les cas, cependant, il est nécessaire d'obtenir une fréquence pure coïncidant au mieux avec la fréquence centrale du spectre. Cela est effectué grâce à un asservissement comportant, dans la boucle, un intégrateur destiné à minimiser l'erreur statique. Le dispositif peut être électromécanique ou purement électronique.

Le schéma 12.1 correspond au premier dispositif. Un moteur M_2 fait tourner une roue phonique. La tension de sortie de cette roue est mélangée avec la tension de sortie du récepteur, directement, et après déphasage de $\pi/2$. Les tensions résultantes, après amplification, sont appliquées sur un moteur diphasé M_1, dont la vitesse devient approximativement proportionnelle à la différence entre la fréquence de la roue phonique et la fréquence centrale du spectre.

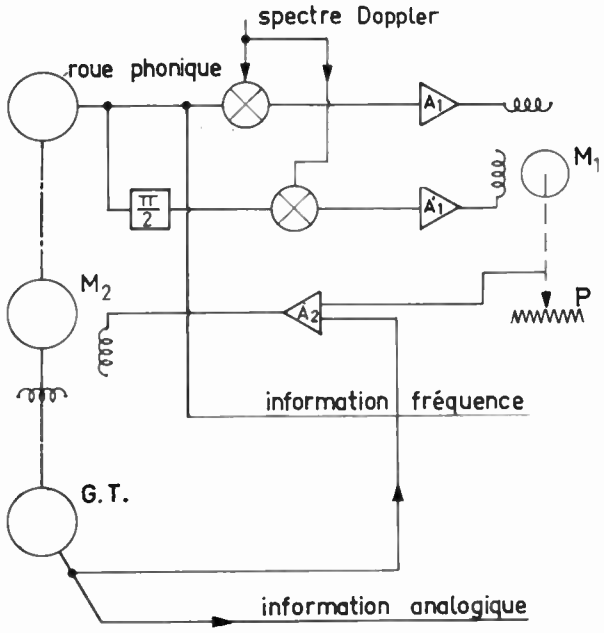


FIG. 12.1. — Dispositif électromécanique

Le moteur entraîne un potentiomètre P dont la tension de sortie asservit le moteur M_2. Deux informations sont directement exploitables : l'information fréquence de la roue phonique, l'information analogique (400 Hz par exemple) de la génératrice tachymétrique d'asservissement de M_2.

Un dispositif purement électronique peut consister (schéma 12.2) en un oscillateur dont la fréquence de sortie est mélangée au spectre, la sortie du mélangeur étant appliquée à un discriminateur fixe. On asservit l'oscillateur par une boucle comportant un intégrateur I.

L'information de sortie du dispositif est une fréquence représentant la fréquence Doppler décalée de la fréquence de calage du discriminateur.

Des transformations (fréquence tension, tension continue, tension alternative) sont nécessaires pour obtenir une information analogique. Il faut noter que, en ce qui concerne les vitesses horizontales, la stabilité du discriminateur n'a que peu d'importance, pourvu que ce même discriminateur soit utilisé pour les asservissements des trois faisceaux. Les vitesses horizontales sont en effet fournies par différence.

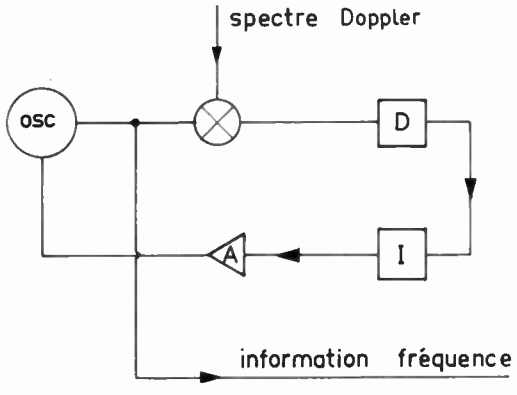


FIG. 12.2. — Dispositif électronique

6.2. Calculateur

6.2.1. *Principe*

Les trois coordonnées de la vitesse étant élaborées, le calculateur doit les utiliser pour la détermination du point. L'intégration du vecteur vitesse doit être continue. Or l'information vitesse peut manquer à certains moments. Il est donc nécessaire de disposer d'une mémoire. En vue de réduire les erreurs dues aux variations éventuelles de vitesse pendant les passages en mémoire, on utilise généralement un schéma analogue à celui indiqué figure 13.

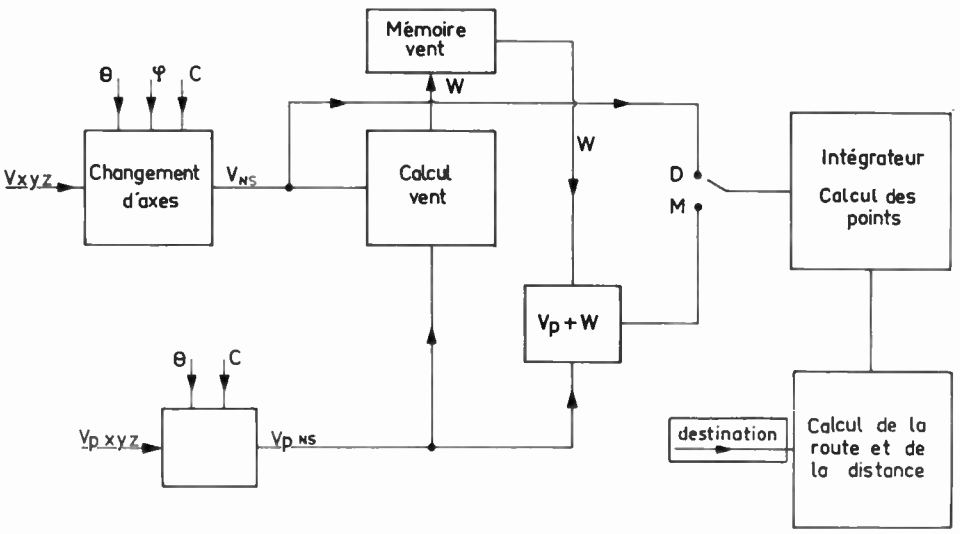


FIG. 13. — Calculateur

Après changement d'axes, on obtient les deux coordonnées de la vitesse sol dans un trièdre orienté au Nord. Une comparaison avec la vitesse air, fournie par la centrale aérodynamique, permet de calculer le vent.

Celui-ci est mis en mémoire, et considéré comme constant pendant les instants où le Doppler ne fournit pas d'indications. Le calcul du point a lieu, en temps normal, à partir des indications Doppler, et à partir de la vitesse air et du vent pendant les passages en mémoire.

6.2.2. *Types de calculateurs*

Il y a quelques années, aucun problème ne se posait en ce qui concerne le choix du calculateur.

La technologie des calculateurs numériques aéroportés n'étant pas au point, les seuls éléments utilisables étaient analogiques.

La vitesse était, par exemple, fournie par roue phonique (fig. 12.1) on pouvait utiliser soit directement la rotation de l'arbre, à travers un changeur de coordonnées et des intégrateurs mécaniques, soit l'indication de la génératrice tachymétrique (changement de coordonnées par resolvers, puis intégration électromécanique).

Le cas est différent actuellement, d'autant plus que la vitesse se présentant d'abord sous forme de fréquence, son utilisation en numérique paraît toute indiquée.

Un examen du schéma de la figure 13 montre toutefois que le calculateur numérique apte à remplir les fonctions prévues, et en particulier les trois changements d'axe, est pratiquement un calculateur universel susceptible de remplir en plus de nombreuses autres fonctions.

Si la vitesse est fournie par un oscillateur, l'utilisation d'un calculateur analogique nécessite d'abord une conversion fréquence tension alternative, ce qui diminue également la précision.

En résumé, le radar Doppler est parfaitement adapté au fonctionnement en liaison avec un calculateur central numérique pouvant également effectuer de nombreux autres calculs de servitude (calculs aérodynamiques, recalage Loran, carburant, etc.) La tendance actuelle étant à l'utilisation de tels calculateurs, le dispositif de navigation Doppler se réduira au simple détecteur.

7. Précision

Faisant abstraction des erreurs systématiques (calage des faisceaux de l'aérien, constance de la fréquence, etc.), les erreurs proviennent principalement des déformations du spectre dues

— aux variations géographiques (coefficients de réflexion différents en fonction de la nature du sol ou de la mer, et du relief),

— aux conséquences des dispositifs de découplage, aux environs des altitudes aveugles.

En ce qui concerne les premières, certains radars possèdent un contacteur terre-mer, permettant de changer de 1 à 2,5 % l'étalonnage fréquence-vitesse selon que l'on survole la terre ou la mer. Il n'est pas possible de tenir compte des déformations dues au relief, ou au survol de régions boisées ou désertiques, qui, en fait, interviennent assez peu.

En ce qui concerne les secondes, on a vu (§ 4) que, par un choix judicieux des fréquences de wobbulation ou de découplage, ces erreurs pouvaient être considérablement réduites.

Pour conclure, le Doppler ne peut fournir une indication précise de la vitesse instantanée et on peut

admettre sur celle-ci des variations de 1 à 2 %. Ces variations étant aléatoires, l'intégration de la vitesse améliore considérablement la précision relative. Si la période moyenne de ces variations est de l'ordre de 30 s (pour fixer un chiffre), la précision relative sera de l'ordre de 1 à 2 °/₀₀ au bout d'une heure (en ne tenant compte que des erreurs de vitesse).

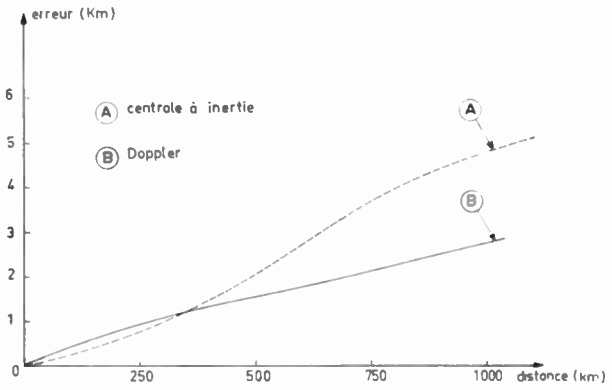


FIG. 14. — Précision de navigation

Par ailleurs, pour obtenir ce résultat, il est nécessaire d'utiliser une référence de cap présentant une précision du même ordre.

Celle-ci ne peut être obtenue par des moyens magnétiques (précision de l'ordre de 0,5° au mieux).

On est donc conduit à utiliser des gyroscopes à très faible dérive (< 0,1 °/h), et cela conduit naturellement à la comparaison Doppler-dispositifs inertiels.

La figure 14 indique un ordre de grandeur des précisions que l'on peut obtenir pour une vitesse de 1 000 km/h

— avec un Doppler et une référence de cap calée à 0,1° près au départ et dérivant à 0,1 °/h.

— avec une centrale à inertie possédant des gyroscopes dérivant de 0,02 °/h pour la verticale et de 0,05 °/h en cap.

Le couplage d'un détecteur Doppler et d'une centrale inertielle, couplage dont la réalisation est simplifiée si on dispose d'un calculateur central, permet d'obtenir à la fois la précision à long terme du Doppler et la précision de vitesse instantanée de la centrale.

8. Dopplers pour hélicoptères

L'application des détecteurs Doppler aux hélicoptères rencontre deux difficultés supplémentaires :

— la nécessité de déterminer le signe des projections de la vitesse sur les faisceaux,

— la nécessité d'effectuer des mesures aux vitesses très faibles.

8.1. Détermination du signe

Une bonne disposition des faisceaux du Doppler par rapport aux axes avions permettait de conserver, dans tous les cas de vol, les projections de la vitesse dans les mêmes directions. Le battement émission-réception fournissait alors une indication suffisante.

Il n'en est plus de même avec les hélicoptères, pour lesquels la vitesse peut prendre n'importe quelle direction. Il devient alors nécessaire d'en déterminer, non seulement la grandeur, mais le signe.

Deux procédés peuvent être employés.

8.1.1. *Décalage de la fréquence*

La figure 15 représente le schéma de principe d'un radar Doppler pour hélicoptère utilisant une transposition de fréquence.

Un klystron K, modulé en fréquence (F_1) à partir d'un synthétiseur de fréquence S alimente séquentiellement les trois faisceaux R_1, R_2 et R_3. La fréquence de l'oscillateur local est obtenue, par un décalage de valeur F_2 de la fréquence d'émission réalisée par exemple à l'aide d'un modulateur BLU (à bande latérale unique). A la sortie de l'amplificateur MF (qui est accordé sur F_2+nF_1), un nouveau changement de fréquence, toujours à partir du synthétiseur, permet de réduire à quelques centaines de kilocycles la fréquence moyenne.

Un comparateur C permet alors d'asservir trois oscillateurs O_1, O_2 et O_3 correspondant à chacun des trois faisceaux.

Les trois fréquences f_1, f_2 et f_3 ainsi obtenues peuvent être utilisées directement dans un calculateur numérique.

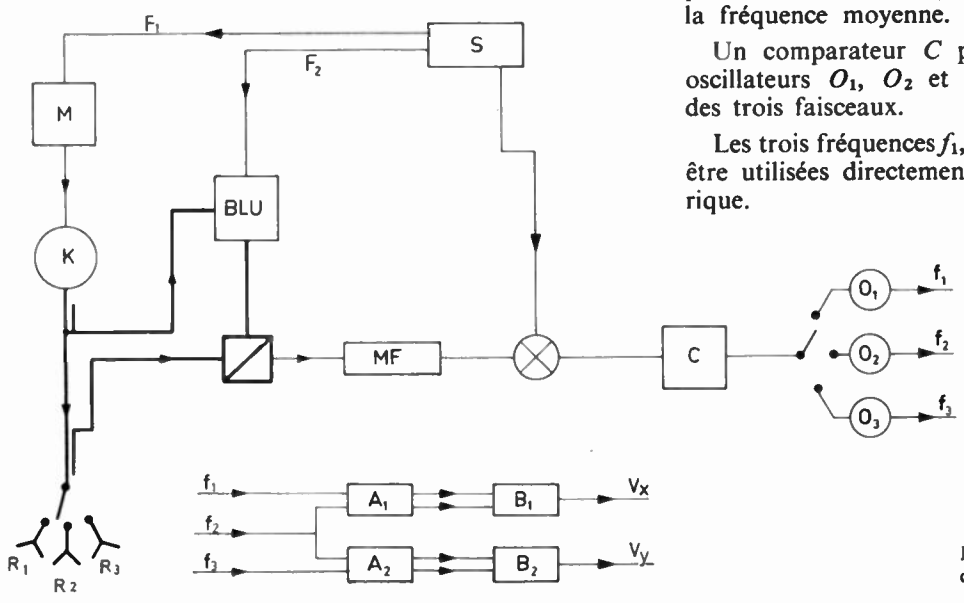


Fig. 15. — Doppler pour hélicoptères: décalage de la fréquence

Si le calculateur utilisé est analogique, on peut obtenir des informations correspondant aux vitesses longitudinales et transversales en réalisant les combinaisons des fréquences f_1, f_2 et f_3 on peut voir aisément en effet qu'on a les expressions suivantes :

$$V_x = K_1(f_2 - f_1)$$
$$V_y = K_2(f_2 - f_3)$$

Cela peut être réalisé au moyen de dispositifs simples permettant d'obtenir les fréquences de battement (f_2-f_1), (f_2-f_3) et une indication de signe.

Ces informations sont alors utilisées par un dispositif de transformation fréquence-tension classique qui permet d'obtenir une tension continue proportionnelle en grandeur et en signe à la valeur du vecteur vitesse. Par modulation à 400 Hz on obtient alors les tensions analogiques désirées.

8.1.2. *Détermination directe du signe*

Certains radars fonctionnant en émission continue non modulée, avec aériens séparés pour l'émission et la réception, utilisent le battement direct des ondes émises et réfléchies.

La détermination du signe s'effectue comme indiqué figure 16.

A la réception, on utilise deux mélangeurs, alimentés en quadrature.

Les deux tensions BF de sortie sont amplifiées en A_1 et A_2. L'une de ces tensions est ensuite déphasée de $\pi/2$ et comparée à l'autre dans un discriminateur D. La polarité de la tension continue de sortie du discriminateur constitue le signe de la vitesse.

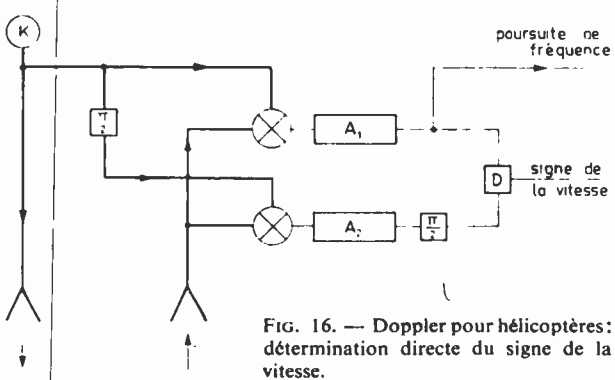


FIG. 16. — Doppler pour hélicoptères: détermination directe du signe de la vitesse.

8.2. MESURES AUX FAIBLES VITESSES

Quel que soit le procédé de découplage utilisé, l'affaiblissement du signal parasite ne peut dépasser 100 à 110 dB. A altitude élevée sur terre, et à faible altitude sur mer calme, le signal utile peut être à 150 dB au-dessous du signal d'émission. On se trouve donc en permanence en présence d'une raie parasite, représentant la fréquence nulle et qui peut être supérieure de 40 dB au signal. La seule solution consiste dans l'élimination de cette raie au moyen d'un filtre.

L'élimination de cette raie parasite est réalisée automatiquement dans les radars à onde continue utilisant le battement entre l'émission et la réception puisque celle-ci correspond à une fréquence nulle. Dans les radars utilisant la transposition de fréquence, il est nécessaire d'employer un filtre stop bande éliminant la fréquence centrale.

Dans tous les cas, il est évident que ces procédés créent un seuil au-dessous duquel la mesure de vitesse n'est pas possible ; dans l'état actuel de la technique celui-ci peut être estimé aux environs de 0,1 m/s.

9. Conclusion

Les radars Doppler de navigation sont utilisés depuis moins de dix ans. Les résultats obtenus ont été en général très satisfaisants. La précision propre au Doppler est en effet de l'ordre de deux millièmes pour de grandes distances. Il faut évidemment que la précision de la référence directionnelle soit du même ordre, ce qui conduit à utiliser des gyroscopes à très faible dérive.

Le radar Doppler, du fait de la forme des informations qu'il fournit, peut facilement être associé à un calculateur numérique et en particulier, un calculateur central numérique.

Le radar ne joue alors que le rôle de détecteur de vitesse sol, parmi tous les autres détecteurs (de vitesse air, d'attitude, de position, etc.) associés au même calculateur.

Un tel détecteur peut peser moins de 20 kg et consommer moins de 150 VA.

L'utilisation des calculateurs centraux devient de plus en plus courante, même dans l'aviation civile.

On pourrait penser, dans ces conditions, que le radar Doppler de navigation est promis à un brillant avenir.

Mais il faut tenir compte de la venue récente, sur le marché, des appareils de navigation à inertie, qui, utilisant la double intégration de l'accélération fournissent ainsi à la fois la vitesse sol et la position. Ces appareils demandent des calculs assez complexes (corrections d'accélérations, commande des gyroscopes), également susceptibles d'être traités par un calculateur central.

On peut épiloguer longuement sur les avantages et les inconvénients du Doppler et de l'inertie. Il est vraisemblable qu'à la longue, l'inertie se substituera complètement au Doppler. Dans l'état actuel de la question, les dispositifs à inertie sont beaucoup plus chers, beaucoup moins fiables et leur précision moyenne est plus faible sur de longs parcours.

Une solution actuelle satisfaisante consiste dans l'utilisation d'un couplage Doppler-inertie. Le Doppler amortit l'oscillation de Schuler de la centrale et fournit à la navigation la précision à long terme.

La centrale à inertie fournit la référence directionnelle, les angles d'attitude et la vitesse instantanée, si besoin est.

L'un peut être utilisé en secours, en cas de défaillance de l'autre.

EMPLOI D'UN TÉ POUR DES MESURES EN MICRO-ONDES DE LA PERMITTIVITÉ DE LIQUIDES A FAIBLES PERTES

Influence de la dissymétrie du té

PAR

A. COUMES et E. PIC

Laboratoires d'Electronique et de Radioélectricité
Faculté des Sciences, Grenoble

1. Introduction

Plusieurs auteurs [1, 2, 3] ont proposé une méthode de mesure de la permittivité complexe d'un diélectrique en hyperfréquences, méthode qui est particulièrement adaptée aux liquides à faibles pertes. Les calculs sont très simples et la précision de la mesure est bonne.

Ce procédé consiste à utiliser une cellule de mesure à hauteur variable. La cellule est formée d'un tronçon de guide, terminé à une extrémité par un diélectrique connu d'épaisseur donnée (feuille très mince, ou d'épaisseur égale à une demi-longueur d'onde), et fermé à l'autre extrémité par un court-circuit terminal dont les déplacements sont repérés grâce à un micromètre.

On associe cette cellule à un détecteur d'ondes stationnaires [1, 2] ou à un té magique et une impédance étalon [3]. Cependant, lorsque les pertes sont faibles, il est possible de remplacer l'impédance étalon par un court-circuit mobile (*). Nous développons ici l'étude de cette méthode en nous attachant particulièrement aux conditions que doit remplir le té pour parvenir à une bonne précision.

Le schéma du montage utilisé est indiqué sur la figure 1. La tension détectée dans le bras E varie en fonction de la hauteur de la cellule et présente une succession de maxima et de minima. La permittivité du liquide étudié se déduit, d'une part, du déplacement du court-circuit terminal lorsqu'on passe d'un minimum de tension au suivant, d'autre part, de la forme de la courbe de tension détectée, au voisinage d'un minimum.

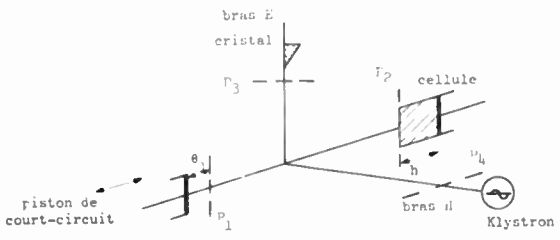


FIG. 1.

Avant de calculer l'expression de la puissance détectée dans le bras E, nous rappelons certains résultats concernant la matrice de répartition d'un octopôle.

2. Propriétés de la matrice de répartition

2.1. Matrice de répartition [4, 5]

Soit un octopôle pour lequel nous définissons quatre plans de sortie P_1, P_2, P_3, P_4 (fig. 2). Ces plans sont choisis de façon qu'il n'y ait qu'un seul mode

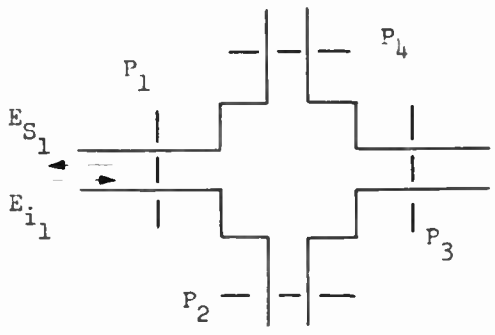


FIG. 2.

de propagation, à une fréquence donnée. En outre, nous supposons que les équations des champs demeurent linéaires.

On peut alors définir des coefficients de réflexion S_{nn} et de transmission S_{np} dans les plans terminaux

(*) Cette possibilité a également été signalée récemment par E. CONSTANT [10].

P_n. Si on désigne par $\vec{E_S}$ le « vecteur » représentatif des ondes sortant de l'octopôle et si $\vec{E_i}$ est le « vecteur » représentatif des ondes incidentes, on a :

$$\vec{E_S} = \|S\|\vec{E_i} \tag{1}$$

où $\|S\|$ est la matrice des coefficients S_{np}.

Par application du théorème de réciprocité, on trouve que la matrice $\|S\|$ est symétrique :

$$\|S\| = \|\tilde{S}\|, \tag{2}$$

$\|\tilde{S}\|$ étant la matrice transposée de $\|S\|$.

Lorsque l'octopôle est sans pertes, on démontre, en outre, que la matrice $\|S\|$ est unitaire :

$$\|S\| \cdot \|\tilde{S}\|^* = \|1\| \tag{3}$$

où l'exposant * désigne la quantité complexe conjuguée.

2.2. Changement des plans terminaux

Si $\|S\|$ est la matrice de répartition d'un octopôle dont les plans terminaux sont P_n, $\|S'\|$ sera la matrice du même octopôle dont les plans terminaux sont P'_n.

Le déphasage introduit en passant de P_n à P'_n est :

$$\phi_n = \frac{2\pi l_n}{\lambda_{gm}} \tag{4}$$

En posant :

$$\|T\| = \begin{Vmatrix} e^{j\phi_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_4} \end{Vmatrix}$$

On montre facilement que :

$$\|S'\| = \|T\| \cdot \|S\| \cdot \|T\| \tag{5}$$

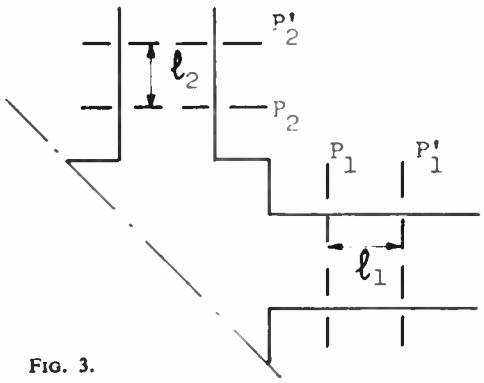


Fig. 3.

3. Calcul de la puissance détectée

Nous choisirons les plans de référence du té conformément à la figure 1 : la face d'entrée de la cellule est confondue avec le plan P_2. Par rapport à ce système de référence, la matrice de répartition s'écrit :

$$\|S\| = \begin{Vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{Vmatrix} \tag{6}$$

D'autre part, la figure 1 donne :

$$\begin{cases} E_{i_1} = -E_{S_1} \cdot e^{-2j\theta_1} \\ E_{i_2} = \quad rE_{S_2} \end{cases} \tag{7}$$

où $r = \rho e^{j\Phi}$ est le coefficient de réflexion sur la face d'entrée de la cellule, et θ_1 le déphasage entre P_1 et le court-circuit du bras 1.

Si, d'autre part, le cristal est adapté, nous avons :

$$E_{i_3} = 0 \tag{8}$$

Des équations (6), (7) et (8), nous déduisons l'expression du champ E_{S_3}.

Assez lourde dans le cas général, elle se simplifie si le té est symétrique et lorsque l'adaptation est parfaite :

$$E_{S_3} = -S_{13}S_{14}(e^{-2j\theta_1} + r)E_{i_4} \tag{9}$$

c'est-à-dire que la puissance détectée par le cristal est donnée par :

$$W_{S_3} \sim |E_{S_3}|^2 = \frac{|E_{i_4}|^2}{4}\left(1 + \rho^2 + 2\rho\cos(\phi + 2\theta_1)\right) \tag{10}$$

Réglons la valeur de θ_1 de façon que, pour une hauteur de cellule nulle, le signal détecté soit minimal. Nous avons alors $r = -1$, donc il vient : $2\theta_1 = 2k\pi$ et l'expression (10) se simplifie :

$$W_{S_3} \sim |E_{S_3}|^2 = \frac{|E_{i_4}|^2}{4}(1 + \rho^2 + 2\rho\cos\phi) \tag{11}$$

Dans la suite, nous considérons que la cellule contient un diélectrique liquide, à faibles pertes. Ce diélectrique est caractérisé par sa permittivité :

$$\varepsilon = \varepsilon_0(\varepsilon'_r - j\varepsilon''_r) = \varepsilon_0\varepsilon'_r(1 - j\,\mathrm{tg}\,\delta) \tag{12}$$

où $\mathrm{tg}\,\delta = \varepsilon''_r/\varepsilon'_r$.

En propagation guidée, nous introduirons le paramètre Δ défini par :

$$\mathrm{tg}\,\Delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r - p}$$

avec :

$$p = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 \qquad (13)$$

λ_0 représente la longueur d'onde dans le vide indéfini et λ_c la longueur d'onde de coupure du mode considéré. Nous supposons, en outre, que la perméabilité du diélectrique est égale à celle du vide :

$$\mu = \mu_0$$

Le coefficient de réflexion $r = \rho \cdot e^{j\phi}$ est une fonction de la hauteur h de cellule, et la courbe $W_{S_3}(h)$ a l'allure indiquée sur la figure 4.

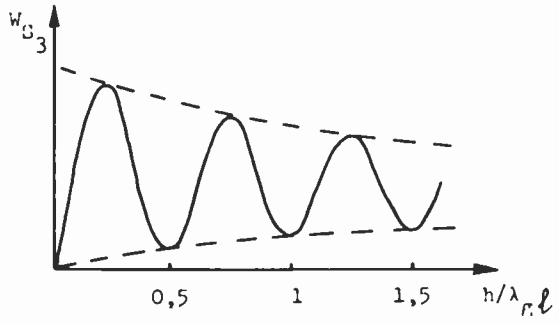


FIG. 4.

Nous voyons que, pour passer d'un minimum de tension détectée au suivant, il faut déplacer le piston de court-circuit terminal d'une distance sensiblement égale à $\lambda_{gl}/2$ (λ_{gl} : longueur d'onde guidée dans le liquide) [2], [6]. L'erreur ainsi commise est du second ordre en Δ.

La deuxième information qui permettra le calcul des pertes est obtenue par la mesure du taux d'ondes stationnaires (T.O.S.) η.

Pour des pertes faibles, la mesure peut se faire avec le piston de la cellule.

En un minimum de tension détectée, la phase du coefficient de réflexion est sensiblement égale à π et nous avons, au deuxième ordre près :

$$W_{S_3} \sim (1 + \rho_m^2 - 2\rho_m) \qquad (14)$$

avec $\rho_m \simeq 1$.

Déplaçons le piston de court-circuit de la cellule de $\Delta x/2$. La phase du coefficient de réflexion varie alors de :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta x}{\lambda_{gl}} \cdot A \qquad (15)$$

où $\quad A = \sqrt{\frac{1-p}{\varepsilon'-p}}\sqrt{\cos\Delta} \qquad p = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2$

Lorsque le déplacement $\Delta x/2$ est tel que la puissance détectée est double de la puissance minimale, nous savons que :

$$\frac{1}{\eta} = \frac{\Delta\phi}{2} \qquad (16)$$

D'autre part, le calcul théorique du T.O.S. pour une hauteur de cellule égale à $n\lambda_{gl}/2$ conduit à :

$$\frac{1}{\eta_n} = B \operatorname{th} \frac{n\alpha\lambda_{gl}}{2} \qquad (17)$$

où :

$$B = \sqrt{\frac{1-p}{\varepsilon'-p}}\sqrt{\cos\Delta}\sqrt{\cos\frac{\Delta}{2}}$$

Les équations (15) à (17) donnent finalement :

$$n \operatorname{tg}\frac{\Delta}{2} = \frac{\Delta x_n}{\lambda_{gl}} \qquad (18)$$

La comparaison des largeurs Δx correspondant à diverses valeurs de n permet le calcul de tg $\Delta/2$:

$$\operatorname{tg}\frac{\Delta}{2} = \frac{1}{\lambda_{gl}} \frac{\Delta x_m - \Delta x_n}{m-n} \qquad (19)$$

Connaissant λ_{gl} et tg $\Delta/2$, le calcul de la permittivité complexe est immédiat (voir par ex. [1]).

$$\varepsilon' = p + \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gl}}\right)^2 \left(1 - \operatorname{tg}^2\frac{\Delta}{2}\right)$$

$$\varepsilon'' = 2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gl}}\right)^2 \operatorname{tg}\frac{\Lambda}{2}$$

4. Influence de la dissymétrie du té

Les résultats précédents supposent le té magique parfaitement symétrique, c'est-à-dire l'absence de couplage entre les bras E et H : $S_{34} = 0$.

Or, les tés disponibles ne sont jamais parfaitement symétriques et il est important d'examiner l'influence de cette dissymétrie sur les mesures de permittivité.

Nous caractériserons cette dissymétrie par le coefficient S_{34} en posant :

$$S_{34} = \delta \qquad (20)$$

avec $|\delta| \ll 1$.

Au cours du calcul, nous négligerons tous les termes du deuxième ordre par rapport à δ pris comme infiniment petit du premier ordre. Nous supposerons enfin que les bras E et H du té sont adaptés. La matrice de répartition générale s'écrit donc :

$$\|S\| = \begin{Vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & \delta \\ S_{14} & S_{24} & \delta & 0 \end{Vmatrix} \qquad (21)$$

La dissymétrie modifie les relations entre les coefficients S_{ij} :

$$S_{22} = S_{11} + \alpha\,; \quad S_{23} = -S_{13} - \beta\,; \quad S_{24} = S_{14} + \gamma \qquad (22)$$

où : $\qquad |\alpha|^2, |\beta|^2$ et $|\gamma|^2 \ll 1$.

En utilisant les propriétés des matrices unitaires rappelées au paragraphe 2, la matrice $\|S\|$ se simplifie et peut s'écrire :

$$\|S\| = \begin{vmatrix} -\frac{S_{14}}{S_{13}^*}\cdot\delta^* & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & \frac{S_{14}}{S_{13}^*}\cdot\delta^* & -S_{13}-\beta & S_{14}+\gamma \\ S_{13} & -S_{13}-\beta & 0 & \delta \\ S_{14} & S_{14}+\gamma & \delta & 0 \end{vmatrix} \quad (23)$$

avec les conditions supplémentaires :

$$|S_{13}| = |S_{14}| = |S_{13}+\beta| = |S_{14}+\gamma| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$|\beta| = |\gamma| \quad (24)$$
$$\phi_{14}-\phi_\gamma = \phi_{13}-\phi_\beta = \frac{\pi}{2}$$

où ϕ_{ij} représente la phase de S_{ij}, ϕ_β et ϕ_γ respectivement les phases de β et γ.

Ecrivons alors l'expression de E_{S3} au voisinage d'un minimum. Nous poserons :

$$Z = S_{13}S_{14}-\mu$$
$$Z' = S_{13}S_{14}e^{-2j\theta_1}-\delta \quad (25)$$

avec :

$$\mu = |\mu|e^{j\psi_4} = \frac{1}{S_{13}^*}\cdot(2S_{13}S_{14}^2\delta^* e^{-2j\theta_1}-\gamma) \quad (25\text{ bis})$$

Avec ces notations, au voisinage d'un minimum, la puissance détectée s'écrit :

$$W_{S3} \sim |E_{S3}|^2 = |E_{i4}|^2|Z'|^2\left[1+\rho^2\left|\frac{Z}{Z'}\right|^2+2\rho\left|\frac{Z}{Z'}\right|\cos\phi\right] \quad (26)$$

En effet, le réglage préalable ($W_{S3} = 0$ quand $h = 0$) consiste à mettre Z et Z' en phase.

Le rapport $|Z/Z'|$ est très voisin de 1. Nous avons en effet :

$$\left|\frac{Z}{Z'}\right| = 1+2\left[|\delta|\cos v_2-|\mu|\cos v_1\right] \quad (27)$$

où :
$$v_2 = \phi_\delta+2\theta_1-\phi_{13}-\phi_{14}$$
$$v_1 = \psi_4-\phi_{13}-\phi_{14}$$

L'équation (26) a la même forme que l'équation (11). Donc, la demi-longueur d'onde $\lambda_{gl}/2$ sera donnée par le déplacement du piston de la cellule qui permet de passer d'un minimum au suivant. Le T.O.S. mesuré par déplacement du court-circuit terminal de la cellule (donc avec $|Z'| = \text{Cte}$) est :

$$\frac{1}{\eta_{mes}} = \frac{1-\rho|Z/Z'|}{1+\rho|Z/Z'|} \quad (28)$$

De (27) et (26) nous tirons :

$$\frac{1}{\eta_{vrai}} = \frac{1}{\eta_{mes}}+(|\delta|\cos v_2-|\mu|\cos v_1) \quad (29)$$

Les angles v_1 et v_2 dépendent du té et aussi de la position du piston de court-circuit mobile dans le bras 1. Il n'y a aucune raison, a priori, pour que la parenthèse s'annule. Or, le T.O.S. est élevé du fait des pertes faibles : si, par exemple, $\eta > 20$, donc $1/\eta_{mes} < 5\cdot10^{-2}$, $1/\eta$ peut être du même ordre de grandeur que l'expression entre parenthèses.

Nous concluons donc qu'une légère dissymétrie du té peut introduire une erreur importante sur la mesure du T.O.S. Il faut compenser cette dissymétrie, ce qui est possible pour une fréquence donnée [5, 6].

5. Elimination des erreurs de dissymétrie

Nous proposons, ici, un montage qui permet de ne pas se préoccuper de la dissymétrie éventuelle du té, c'est-à-dire que les erreurs introduites par cette dissymétrie sont nulles, au deuxième ordre près.

Considérons le montage schématisé sur la figure 5.

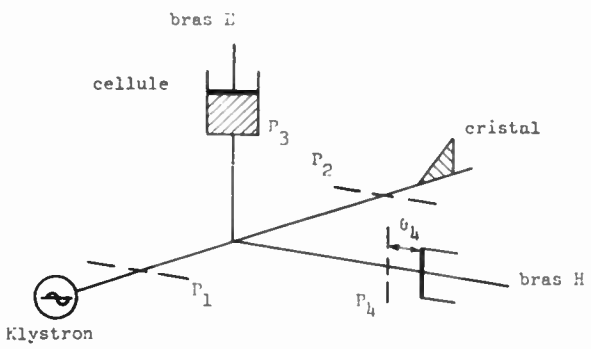


FIG. 5

Cette fois, nous attaquons le té par le bras latéral 1, tandis que la cellule de mesure est placée dans le bras E (n° 3) et le piston de court-circuit de référence dans le bras H. Le signal de sortie est recueilli dans le bras 2. Un calcul analogue à celui du paragraphe 3 donne E_{S2}.

Dans le cas d'une légère dissymétrie, nous utilisons la matrice de répartition (23) :

$$E_{S2} = -E_{i1}(S_{13}^2 r+S_{14}^2 e^{-2j\theta_4}+S_{14}\gamma\cdot e^{-2j\theta_4}+S_{13}\beta r) \quad (30)$$

En tenant compte des conditions (24), nous avons alors :

$$W_{S2} \sim |E_{S2}|^2 = \frac{|E_{i1}|^2}{4}\left(1+\rho^2-2\rho\cos(\Phi+\phi+2\theta_4)\right) \quad (31)$$

Dans cette équation, Φ n'est fonction que du té :

$$\Phi = \phi_{13} + \phi_{23} - \phi_{14} - \phi_{24}$$

L'équation (31) est identique à l'équation (10) du paragraphe 3, et les conséquences sont les mêmes.

Nous voyons que ce montage permet de s'affranchir des conditions sur la symétrie du té. Ce résultat n'est pas inattendu du fait du découplage entre les bras 1 et 2 ($S_{12} = 0$ au second ordre près). Par conséquent, cette disposition du té est préférable à celle de la figure 1.

Le coefficient de réflexion sur le bras d'entrée est de l'ordre de $|\delta|$, donc très faible. En effet, le découplage entre les bras E et H d'un té de bonne qualité est de l'ordre de 40 dB. Ce faible couplage étant attribué à la dissymétrie, nous en déduisons :

$$|\delta| \simeq 10^{-2}$$

Rappelons que les calculs précédents négligent les termes du second ordre, donc des termes de l'ordre de 10^{-4}. Les T.O.S. les plus élevés étant, au plus, d'environ 100, l'erreur introduite sur η par cette approximation est au maximum de 1 %.

Si la dissymétrie est plus grande, il faut la compenser pour éviter des erreurs trop importantes.

6. Résultats expérimentaux

Nous avons contrôlé la validité des calculs précédents en effectuant des mesures de permittivité de liquide à faibles pertes en bande Q ($\lambda \simeq 8$ mm).

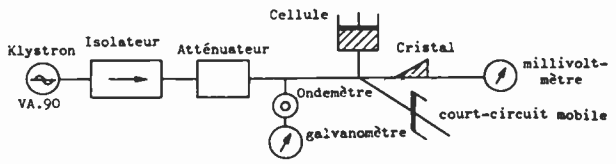


FIG. 6.

La figure 6 représente le montage.

Remarquons que nous utilisons le montage étudié au paragraphe 5. En choisissant le montage décrit au paragraphe 3, nous devons compenser la dissymétrie du té pour annuler le couplage entre les bras E et H ($S_{34} \neq 0$) (*).

Le processus expérimental est le suivant :

Les bras E et H étant adaptés, nous plaçons, dans le bras 2, une vis de compensation, d'enfoncement et de position variables.

Terminons le bras 2 par une charge adaptée, et le bras 1 par un piston de court-circuit mobile. Le cristal détecteur étant dans le bras E, nous réglons la vis de compensation de façon à annuler les variations du signal de sortie lorsque le piston de court-circuit est déplacé. Nous annulons, de cette façon, les réflexions dues à la dissymétrie du té *et* à l'imperfection de la charge adaptée qui a un coefficient de réflexion très faible.

Remplaçons ensuite, le piston de court-circuit par une charge adaptée accordable, que nous réglons de façon que le signal de sortie soit nul (sans toucher à la vis de compensation du bras 2). La charge adaptée ainsi accordée est parfaite : son coefficient de réflexion est nul.

Il suffit alors de placer le piston de court-circuit mobile dans le bras 2, derrière la vis de compensation, et de régler cette dernière pour que les variations du signal de sortie soient nulles lorsque nous déplaçons le piston de court-circuit. Il est clair que nous avons alors annulé S_{34}, donc compensé la dissymétrie du té.

Le corps étudié est une solution de benzophénone ($(C_6H_5)_2CO$) dans le benzène, à une concentration $C = 3{,}6 \cdot 10^{-4}$ moles/cm^3. La fréquence F est égale à 34,5 GHz.

Pour une température $t = 21{,}5$ °C, nous avons trouvé :

$$\varepsilon'_r = 2{,}355 \quad \text{à} \quad 0{,}5\ \% \text{ près}$$

$$\varepsilon''_r = 0{,}093 \quad \text{à} \quad 2\ \% \text{ près}$$

donc tg $\delta = 3{,}95 \cdot 10^{-2}$.

En adoptant la valeur de la fréquence critique f_c communément admise [7] : $f_c = 8{,}8$ GHz, on trouve pour le moment dipolaire $\mu = 2{,}86$ D. Cette valeur est en accord avec les résultats antérieurs [8, 9]. Le calcul est fait à partir de l'équation de Debye :

$$\text{tg } \delta = \frac{(\varepsilon'_r + 2)^2}{\varepsilon'_r} \frac{4\pi N \mu^2}{27kT} c \frac{\dfrac{f}{f_c}}{1 + \left(\dfrac{f}{f_c}\right)^2}$$

Dans cette expression, N est le nombre de dipôles par unité de volume, k la constante de Boltzmann.

7. Conclusions

Les avantages de l'emploi d'une cellule à hauteur variable ont été souvent soulignés : ils résident dans la rapidité des calculs et l'amélioration de la précision des mesures, puisqu'on effectue la moyenne de plusieurs résultats.

L'inconvénient principal du procédé réside dans l'importance du volume de liquide nécessaire à la mesure. C'est pourquoi son utilisation est réservée aux fréquences élevées lorsqu'on dispose de quantités limitées de produit. D'autre part, la durée d'une expérience est plus grande que celle d'une mesure mettant en œuvre la méthode classique de la ligne court-circuitée. Cependant, ce défaut est contrebalancé par la rapidité d'exploitation des résultats.

Toutes ces propriétés sont conservées lors de l'utilisation d'un té. En outre, la sensibilité est augmentée grâce à un meilleur emploi de la puissance du klystron. En effet, la sonde d'un détecteur

(*) Ce réglage doit être effectué dans tous les cas si la dissymétrie du té est importante (découplage inférieur à 30-35 dB).

d'ondes stationnaires doit être très peu couplée au guide, pour éviter des perturbations du régime d'ondes stationnaires. Par conséquent, la puissance extraite est très faible : $W = k|E|^2(1+\rho^2+2\rho\cos\varphi) = kW'$, avec k très petit, W' étant la puissance maximale disponible dans une section droite donnée du guide.

Dans le cas du té, au contraire, la puissance détectée n'est que de 6 dB inférieure à la puissance W', ce qui accroît la sensibilité de l'appareillage.

On peut aussi minimiser l'influence des instabilités de fréquence éventuelles du klystron, en choisissant des longueurs de lignes électriques égales dans les bras E et H.

Dans ces conditions, on peut évaluer la précision des mesures à :

0,5 % pour ε'_r

mieux que 3 % pour ε''_r.

Pour atteindre cette précision, il est naturellement indispensable de connaître la loi de détection du cristal et d'apporter les corrections nécessaires si l'on s'écarte du quadratisme.

On pourrait probablement améliorer les performances en stabilisant la fréquence, et peut-être l'amplitude, du klystron oscillateur. Une autre amélioration consiste à stabiliser la température de la cellule de mesure, pour éviter les fluctuations de permittivité dues aux variations de température du diélectrique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] POLEY J. Ph. — Microwave dispersion of some polar liquids. *Appl. Sci. Res. Section B, 4*, p. 337, 1955.

[2] CROUCH G.E. — Dielectric measurement of liquids at microwave frequencies. *J. Chem. Phys. 16*, 1948, p. 364.

[3] WAVRECHIN R. DE — Thèse, Lille, 1963.

[4] GOUDET G., CHAVANCE P. — Ondes centimétriques, Ed. Chiron, Paris, 1955.

[5] MONTGOMERY C.G. — Technique of microwave measurements, R.L.S., M.I.T., vol. 11, N. Y. 1947.Traduction française. Ed. Chiron, Paris, 1953.

[6] PIC E. — Thèse, Grenoble, 1964.

[7] CRIPWELL-SUTHERLAND, *Trans. Far. Soc.* 42. A, 1946, p. 149.

[8] BARRIOL J. — Les moments dipolaires. Ed. Gauthier-Villars. Paris, 1957.

[9] HARVEY A.F. — Microwave engineering. Academic Press. London. N.Y., 1963.

[10] CONSTANT E. — Thèse, Lille, 1962.

ASPECTS THÉORIQUES ET EXPÉRIMENTAUX DE L'EXTRACTION DES SIGNAUX PÉRIODIQUES

PAR

J-N. AUBRUN

Chargé de Recherches au CNRS

— Institut d'Électronique de la Faculté des Sciences —

Orsay

Introduction

Parmi tous les signaux utilisés comme véhicules d'information, ceux à caractère périodique sont d'un emploi extrêmement fréquent. Il est en effet fort courant d'étudier un phénomène en faisant varier périodiquement un des paramètres dont il dépend, et de traduire par une tension électrique les variations correspondantes de ce phénomène. La forme du signal périodique ainsi obtenu donne de nombreux renseignements, et il peut être utile de la connaître avec une certaine précision. Les exemples abondent dans le domaine de la Physique : citons particulièrement le cas de la résonance magnétique, où le paramètre est en général le champ directeur ou la fréquence du champ excitateur RF. Mais nous trouvons aussi ce procédé en Médecine, dans la détection des ondes encéphaliques correspondant à des stimuli périodiques, en détection active par Sonar ou Radar, et dans bien d'autres secteurs scientifiques ou techniques.

Malheureusement il arrive souvent que le signal obtenu soit trop faible par rapport au niveau de bruit pour être correctement mesuré ou même simplement discerné. Il devient alors nécessaire de savoir traiter convenablement le signal pour l'extraire du bruit, et d'utiliser des méthodes d'autant plus raffinées que le phénomène étudié est petit.

Les signaux périodiques constituent une classe très spéciale, en raison de leur extrême redondance, puisque la même information est répétée un certain nombre de fois par seconde et à des instants périodiques. On peut facilement concevoir une classe plus générale de signaux, disons « pseudo-périodiques », pour lesquels la même information serait répétée à des instants quelconques, mais déterminés. Bien qu'il ne rentre pas dans le cadre de cet article de traiter de tels signaux, disons cependant qu'on peut se ramener au cas des signaux strictement périodiques par un changement d'horloge, et que la plupart des dispositifs décrits plus loin pourraient leur être adaptés. D'ailleurs, c'est le caractère répétitif de l'information qu'il est essentiel de considérer, car c'est sur lui que reposent toutes les méthodes d'extraction.

Dire qu'il y a du bruit revient à dire que chaque information est entachée d'une certaine erreur, erreur à caractère aléatoire, qu'une étude statistique portant sur un grand nombre d'informations permettra de minimiser. Plus précisément, toute méthode d'extraction tendra à réaliser la moyenne de N périodes du signal, ce qui, grosso-modo, réduira l'erreur, donc le bruit, dans le rapport $\sqrt{N}$. Cette moyenne peut être réalisée soit « point par point » (cas de l'échantillonnage monocanal), ce qui évidemment perd beaucoup d'information, soit globalement (échantillonnage multicanal, échantillonnage continu, anneau de stockage, etc.), auquel cas le signal entier est mis en mémoire à chaque période, ce qui utilise la totalité de l'information.

Ce point de vue peut paraître a priori assez différent de la notion de filtrage chère à l'électronicien, et en particulier de la théorie du filtrage adapté. Puisque le signal est périodique, la méthode d'extraction ne doit-elle pas consister à réaliser un ensemble de filtres aussi étroits que possibles, correspondant à chaque harmonique du signal ? Nous verrons qu'en fait ces deux points de vue sont absolument équivalents, et que tout dispositif réalisant une moyenne sur le signal se comporte, vis-à-vis de celui-ci, comme un ensemble de filtres harmoniques dont il est d'ailleurs possible de calculer le gain. Toutefois il est bien certain qu'il sera beaucoup plus facile de réaliser une moyenne qu'un ensemble de filtres, et que cette première méthode est bien plus souple et peut être étendue aux signaux pseudo-périodiques.

Je décrirai en premier lieu l'échantillonneur monocanal, j'en exposerai la théorie et comparerai ses performances à celles du détecteur synchrone. Puis j'examinerai les dispositifs plus évolués à traitement global du signal, et traiterai plus en détail d'un dispositif très récent, l'extracteur à phosphorescence, que j'ai réalisé et mis au point avec M. P. VEILLET.

1. Echantillonnage monocanal

1.1. Principe et réalisation d'un échantillonneur

La tension à étudier est formée d'un bruit et d'un signal périodique, de période T, que l'on cherche à extraire. Si l'on prélève, à chaque période, la valeur de cette tension pendant la durée ε, aux instants t_0, $t_0 + T$, ... $t_0 + nT$, on obtient une série d'impulsions ou d'échantillons, chacun représentant une mesure du signal au temps t_0 entachée d'une certaine erreur due au bruit (fig. 1). En filtrant ces impulsions par un

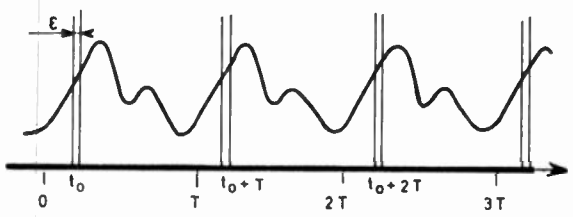


Fig. 1.

circuit RC passe-bas, on en fait la moyenne, et la tension continue obtenue est égale à la valeur du signal au temps t_0 avec une erreur bien moins importante. On recommence ensuite pour un temps t_1 voisin de t_0 et ainsi de suite jusqu'à obtention de tous les points du signal. Cette opération peut être réalisée de façon continue, la phase de l'impulsion d'échantillonnage variant proportionnellement au temps, et la tension de sortie du filtre RC est enregistrée sur un enregistreur graphique classique, où l'on obtient l'image fidèle du signal.

1.1.1. *Schéma général et fonctionnement*

La tension à étudier est envoyée sur un commutateur du type « porte » (fig. 2) qui ne la laisse passer que pendant le moment où lui est appliquée une impulsion délivrée par un générateur d'impulsions. Ce dernier est synchronisé par une tension sinusoïdale de même fréquence que celle du signal, et dont la phase varie lentement. A la sortie de la « porte », se trouve un filtre RC passe-bas, et la tension obtenue est enregistrée.

1.1.2. *Organes essentiels*

Le système de « porte » est un commutateur symétrique à diodes, analogue à celui utilisé en détection synchrone (fig. 3). Le signal est recueilli au secondaire

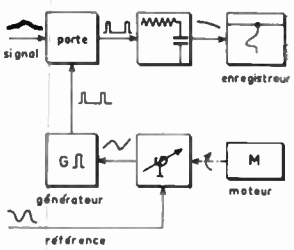


Fig. 2.

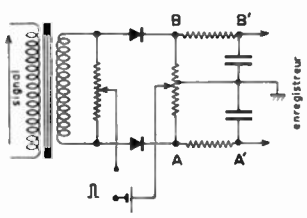


Fig. 3.

du transformateur, et les diodes, bloquées par la tension négative de la pile, ne conduisent qu'au moment où une impulsion positive est appliquée entre la masse et le point milieu du secondaire. A ce moment, la tension entre les points A et B est égale au signal. Un circuit symétrique RC donne entre A' et B' la tension de commande de l'enregistreur.

Le déphaseur utilisé ici est du type Selsyn : le champ tournant créé par le stator est capté par les enroulements du rotor et y induit une tension dont la phase est égale à l'angle du rotor avec une position origine. Il est ainsi possible d'obtenir une phase linéairement et continuement variable en fonction du temps, en entraînant le rotor à l'aide d'un moteur à vitesse constante. Cette vitesse peut varier de 1tr/mn à 30 tr/mn selon les durées d'enregistrement compatibles avec la constante de temps du circuit RC.

1.2. Étude théorique de l'amélioration du rapport signal/bruit

L'échantillonneur que je viens de décrire fait partie d'une catégorie plus générale de systèmes, que j'appellerai « Systèmes à gain périodique » (SGP) et qui seront définis plus loin. Nous avons établi avec P. Veillet [1] la théorie générale de la transmission du bruit par ces systèmes. Cette théorie s'applique à de nombreux dispositifs (modulateurs, mélangeurs hétérodynes, détecteurs synchrones, etc.) et est basée sur l'analyse harmonique. Elle permet de calculer la relation entre le spectre de bruit à l'entrée et à la sortie d'un SGP, ce système étant seulement supposé n'introduire qu'un bruit propre négligeable, le bruit d'entrée étant supposé stationnaire et gaussien.

1.2.1. *Paramètres généraux*

Le SGP le plus général peut être représenté par un modulateur parfait encadré de deux filtres ; le filtre d'entrée a pour gain $A_e(\omega)$, celui de sortie, $A_s(\omega)$. Le modulateur est un système dont le gain $G(t)$ varie périodiquement avec la pulsation $\Omega = 2\pi/T$, mais reste, à chaque instant, linéaire en fréquence et en amplitude. A la sortie de A_e existe une tension composée d'un signal et d'un bruit, dont l'observation directe constitue le mode ordinaire d'étude. Le bruit $X(t)$, est transmis par le système selon le schéma suivant :

$$\xrightarrow{(A_e)} X(t) \xrightarrow{(G)} U(t) \xrightarrow{(A_s)} Y(t)$$

La fonction $G(t)$ sera caractérisée par ses coefficients de Fourier, C_n :

$$G(t) = \Sigma_n C_n \exp(jn\Omega t)$$

et par définition, $U(t) = G(t) \cdot X(t)$.

1.2.2. *Relations générales*

Soient respectivement $x^2(\omega)$ et $y^2(\omega)$ les densités spectrales et $\overline{X^2}$ et $\overline{Y^2}$ les valeurs moyennes quadratiques de $X(t)$ et $Y(t)$. Le calcul théorique donne

$$y^2(\omega) = A_s^2(\omega)\, \Sigma_n\, C_n^2 x^2(\omega - n\Omega) \qquad (1)$$

expression dans laquelle C_n^2 et $A_s^2(\omega)$ désignent respectivement les carrés des modules de C_n et $A_s(\omega)$.

Ce résultat est valable « en moyenne », car il est clair que $U(t)$ n'est pas une fonction aléatoire stationnaire, mais que, du fait de la périodicité de $G(t)$, elle conserve « en moyenne » une certaine stationnarité. Ceci veut dire que dans $y^2(\omega)$ on néglige des termes périodiques certains, de pulsation supérieure à Ω, et qui se manifesteraient, d'ailleurs, même en l'absence de bruit. En effet, la covariance $\Gamma(t, t')$ de $U(t)$ est donnée par :

$$\Gamma(t, t') = C_x(t'-t)\, \Sigma_n\, \Sigma_p\, C_n C_p \exp(jn\Omega t + jp\Omega t')$$

où $C_x(t'-t)$ est la fonction d'autocorrélation de $X(t)$.

$\Gamma(t, t')$ dépend donc de $t'-t$, mais aussi de t par des termes oscillants en $C_n C_p \exp(j(n+p)\,\Omega\, t)$. Il est cependant possible de définir une fonction d'autocorrélation $C_u(t'-t)$ de $U(t)$ en opérant une moyenne sur t :

$$C_u(t'-t) = \lim_{A\to\infty} \frac{1}{2A} \int_{-A}^{+A} \Gamma(t, t'-t)\, dt$$

Dès lors, on trouve :

$$C_u(t'-t) = C_x(t'-t)\, \Sigma_n\, C_n^2 \exp(jn\Omega(t'-t))$$

En passant aux transformées de FOURIER, c'est-à-dire en introduisant les densités spectrales, on obtient finalement la relation (1).

Lorsque le bruit est un bruit blanc filtré par le filtre d'entrée A_e, comme cela est souvent le cas en pratique, la puissance de bruit à la sortie est donnée par :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2} K_e\, \Sigma_n\, C_n^2\, (A_e * A_s)_{n\Omega} \qquad (2)$$

Le signe $*$ désigne un produit de convolution, et K_e est une constante donnée par

$$1/K_e = \int_{-\infty}^{+\infty} A_e^2(\omega)\, d\omega$$

L'interprétation de (2) est la suivante : chaque harmonique de rang n de $G(t)$ produit, par battement avec les fréquences du bruit, une tension dont la moyenne quadratique est proportionnelle à C_n^2. Le produit de convolution représente le résultat du filtrage de cette tension par A_s. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur cette interprétation.

1.2.3. *Cas de l'échantillonneur*

L'échantillonneur est un SGP dont le gain vaut 1 pendant la durée ε et 0 pendant le reste de la période. Ce qui revient bien à prélever la valeur du signal tous les instants multiples de la période. On a alors :

$$C_n = \frac{1}{n\pi} \sin(n\Omega\varepsilon/2)$$

Les filtres A_e et A_s sont des cellules RC passe-bas de constantes de temps T_e et T_s, et nous supposons le bruit blanc à l'entrée de A_e.

L'application de la relation (2) conduit au résultat suivant :

$$\overline{Y^2} = B\overline{X^2}\, (z - \operatorname{sh} z + 2 \coth \pi N \operatorname{sh}^2 z/2) \qquad (3)$$

où :

$$N = \frac{T}{2\pi}\left(\frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_s}\right) \quad ; \quad B = \frac{T_s T_e^2}{T(T_e+T_s)^2} \quad \text{et} \quad z = \varepsilon/T_e$$

Cette formule est applicable à de nombreux systèmes d'échantillonnage et en particulier aux échantillonneurs d'oscilloscopes cathodiques. Mais dans le cas qui nous occupe, on a par construction :

$$T_e \ll T \ll T_s$$

et la relation (3) se simplifie et devient :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2}\, \frac{T_e^2}{T_s T}\, (z - 1 + e^{-z}) \qquad (4)$$

Enfin, si nous remarquons qu'en pratique, les amplificateurs sont destinés aux tensions alternatives et ne laissent pas passer le continu, nous devrons en tenir compte en plaçant en série avec A_e un filtre passe-haut représentant les liaisons capacitives des amplificateurs. On obtient alors une expression légèrement différente de (4) qui est :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2}\, \frac{T_e^2}{T_s T}\, (z - 1 + e^{-z} - \frac{T_e}{T} z^2) \qquad (5)$$

1.2.4. *Facteur d'extraction*

Supposons qu'à la sortie de A_e existe un signal périodique S_x, de pulsation Ω_s très voisine de Ω. (Naturellement cela revient au même de dire que ces deux pulsations sont égales, mais que la phase des impulsions d'échantillonnage varie lentement et proportionnellement au temps, comme c'est le cas pour l'échantillonneur décrit plus haut). Posons :

$$S_x = \Sigma_k\, S_k \exp(j\, k\, \Omega_s\, t)$$

Après $G(t)$, on obtient un signal S_u donné par :

$$S_u = \Sigma_n \Sigma_k C_n S_k \exp [j (n\Omega + k\Omega_s) t]$$

Puisque le filtre A_s ne laisse passer que les fréquences petites vis-à-vis de celles du signal ($T \ll T_s$), seuls les termes tels que $n + k = 0$ seront transmis, et le signal de sortie S_y sera de la forme :

$$S_y = \Sigma_k C_k S_k \exp j k (\Omega - \Omega_s) t \qquad (6)$$

Si les C_k sont indépendants de k pour les valeurs de k telles que les S_k correspondants soient différents de zéro, alors S_y reproduit exactement S_x, mais à une fréquence bien plus faible. Nous définirons le « facteur d'extraction » relatif à ce type de signaux par la quantité :

$$E = \frac{S_y^2 / \overline{Y^2}}{S_x^2 / \overline{X^2}} \qquad (7)$$

Ce facteur d'extraction est donc une mesure de l'amélioration du rapport signal/bruit donné par le système. Avec la restriction faite plus haut sur les C_k, il est clair que la valeur de E ne dépendra pas des S_k, et nous pouvons donc la calculer en prenant pour S_x une fonction sinusoïdale pure. Il vient alors :

$$E = \frac{T_s T}{\pi^2 T_e^2} \times \frac{\sin^2 (\pi z T_e / T)}{z - 1 + e^{-z} - (T_e/T) z^2} \qquad (8)$$

Cette fonction de z est toujours croissante, mais reste très grande devant 1. Notons cependant que la quantité d'information augmente avec le nombre des S_k qu'il est possible de transmettre. Si l'on désire beaucoup d'information il faut que z soit assez petit, car les C_k sont pratiquement indépendants de k tant que :

$$z \ll T/\pi k T_e$$

A la limite, pour z tendant vers zéro, on trouve :

$$E = 2 T_s/T \qquad (9)$$

Donc, pour une transmission maximale d'information, l'échantillonneur améliore le rapport signal sur bruit dans le rapport $(2 T_s/T)^{1/2}$.

1.2.5. *Autre expression du facteur d'extraction. Cas pseudo-périodique*

Je me placerai ici dans le cas de l'échantillonnage parfait ($\varepsilon = 0$). $G(t)$ sera représenté par des impulsions de DIRAC, réparties cette fois-ci à des instants quelconques, mais déterminés. Appelons $R(t)$ la réponse percussionnelle du filtre A_s. Examinons la valeur de Y au temps t. Soient t_0 l'instant où s'est produite la dernière impulsion, t_1 l'avant-dernière, $t_2 \ldots t_n \ldots$ les précédentes. On a :

$$Y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} X(t_n) R(t - t_n)$$

D'autre part, supposons que, quel que soit n, $t_n - t_{n+1}$ soit grand devant le temps de corrélation du bruit, de sorte que les variables aléatoires $X(t_n)$ soient indépendantes. Nous calculons alors l'espérance mathématique de $Y^2(t)$, c'est-à-dire la valeur moyenne quadratique de $Y(t)$. On a :

$$E [Y^2(t)] = \overline{Y^2}$$

$$= E [\Sigma_n \Sigma_p X(t_n) X(t_p) R(t - t_n) R(t - t_p)]$$

En vertu de l'indépendance des variables X, on a :

$$E[X(t_n) X(t_p)] = \begin{cases} 0 & \text{si } n \neq p \\ \overline{X^2} & \text{si } n = p \end{cases}$$

On en déduit :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2} \Sigma_n R^2(t - t_n)$$

Par ailleurs, si la même information est répétée à chaque t_n, c'est-à-dire si le signal $S_x(t_n) = S_x$, valeur constante quel que soit n, alors :

$$S_y = S_x \Sigma_n R(t - t_n)$$

En utilisant la définition du facteur d'extraction donnée par (7), il vient

$$E = \frac{\Sigma_n R(t - t_n)^2}{\Sigma_n R^2 (t - t_n)} \quad ; \qquad (10)$$

Remarquons sur cette expression très générale, que E est certainement supérieur à 1 si $R(t)$ est positif, quel que soit t, à condition, bien entendu, que les séries en R et R^2 soient convergentes, ce qui impose $R(t)$ suffisamment décroissant avec t, c'est-à-dire que le filtre A_s doit être un filtre passe-bas.

Revenons maintenant au cas strictement périodique $t_n = t_0 - nT$; il vient, puisque $R(t) = \frac{1}{T_s} \exp(-t/T_s)$:

$$E = \frac{1 - \exp(-2T/T_s)}{(1 - \exp(-T/T_s))^2}$$

Soit $E = 2 T_s/T$ puisque $T \ll T_s$.

Nous retrouvons bien la valeur de E obtenue précédemment en (9).

1.2.6. *Equivalence « moyenne » - « filtrage »*

Nous avons vu que la densité spectrale $y^2(\omega)$ du bruit de sortie était donnée par la relation (1) soit :

$$y^2(\omega) = A_s^2(\omega) \Sigma_n C_n^2 x^2(\omega - n\Omega)$$

Dans le cas d'un échantillonneur conçu pour extraire le signal, le filtre A_s est un passe-bas très étroit. Il en résulte que la contribution d'un terme tel que

$x^2(\omega - n\Omega)$ ne sera notable que pour ω voisin de zéro. Tout se passe donc comme si on avait placé un ensemble de filtres, de fréquences centrales $n\Omega$, obtenus à partir de A_s par translation et pondération par le coefficient C_n^2, en transposant les fréquences voisines de $n\Omega$ pour les ramener au voisinage de zéro (fig. 4). Cette transposition apparaissait d'ailleurs dans l'expression (6) où l'on peut remarquer que toutes les fréquences du signal sont divisées par $\Omega_s/(\Omega - \Omega_s)$. Sur la figure 4, on a représenté également le spectre du signal et sa transposition.

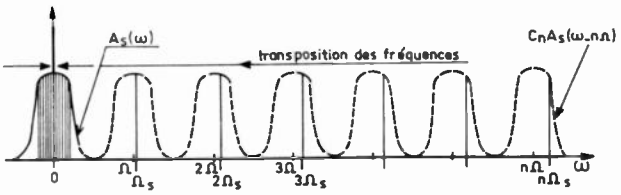


FIG. 4.

Il apparaît donc nettement que l'échantillonneur, qui a priori réalise une opération « moyenne », peut aussi s'interpréter comme un « filtrage harmonique », avec la particularité supplémentaire de la transposition des fréquences. Sur la figure 5 est donné le schéma équivalent de l'échantillonneur en « termes » de filtres. On voit qu'il s'apparente aussi à un corrélateur avec copies du signal.

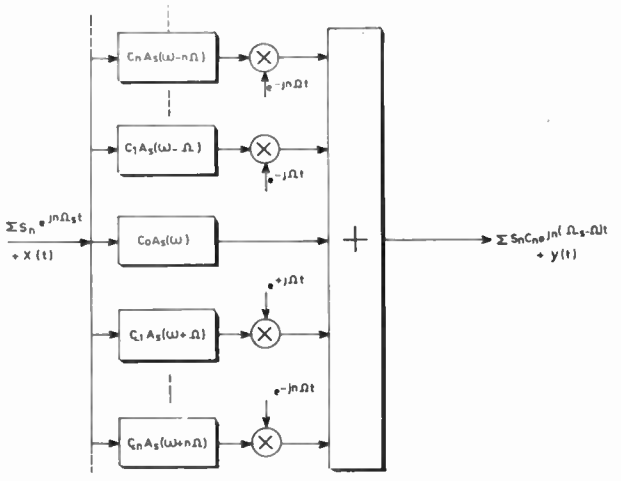


FIG. 5.

1.3. ETUDE EXPÉRIMENTALE DE L'AMÉLIORATION DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT

Afin de vérifier la théorie exposée plus haut, nous avons étudié avec P. VEILLET et TRAN VAN HIEP [2], la transmission du bruit par l'échantillonneur. Nous appliquions à l'entrée un bruit blanc filtré, et étudiions la puissance de bruit à la sortie en fonction de la largeur ε des impulsions.

Pour obtenir un spectre de bruit bien défini, nous avons utilisé une diode de bruit suivie d'un filtre RC passe-bas (A_e dans la théorie). La puissance de bruit à l'entrée de l'échantillonneur ($\overline{X^2}$) était mesurée par un thermocouple.

Par construction, le bruit de sortie a un faible niveau et un spectre limité à 1/10 Hz (la constante de temps du filtre de sortie étant de 2 s), ce qui permettait de l'enregistrer. Pour mesurer sa valeur quadratique moyenne, deux potentiomètres étaient couplés à l'enregistreur (fig. 6). Le déplacement des curseurs étant proportionnel à la tension de sortie Y, on obtenait le carré de cette tension à la sortie du système de potentiomètres. Un amplificateur continu, monté en intégrateur, donnait le carré moyen $\overline{Y^2}$, mesuré au millivoltmètre.

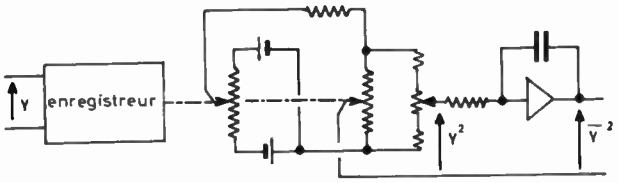


FIG. 6.

1.3.1. *Résultats*

On a porté sur les figures 7 et 8 les courbes théoriques donnant $\overline{Y^2}$ en fonction de la largeur ε des impulsions, calculées à partir de la formule (5) de la théorie, dans laquelle :

$$T_e = 17{,}7\ \mu s\ ;\ T = 18\ ms\ ;\ T_s = 2\ s$$

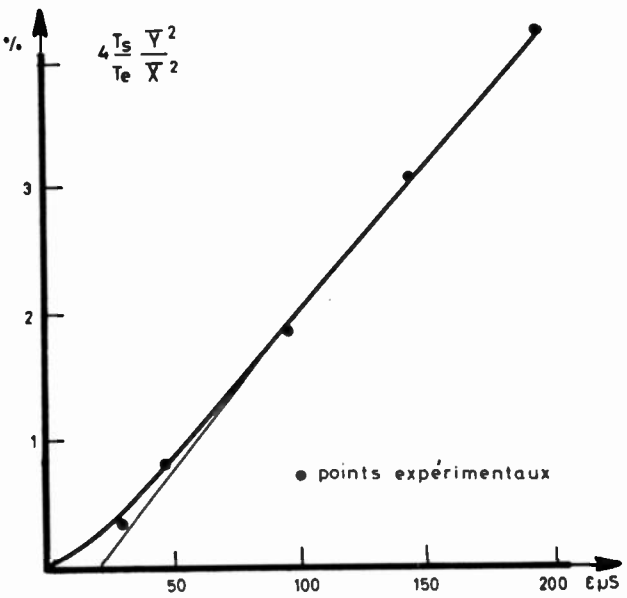


FIG. 7.

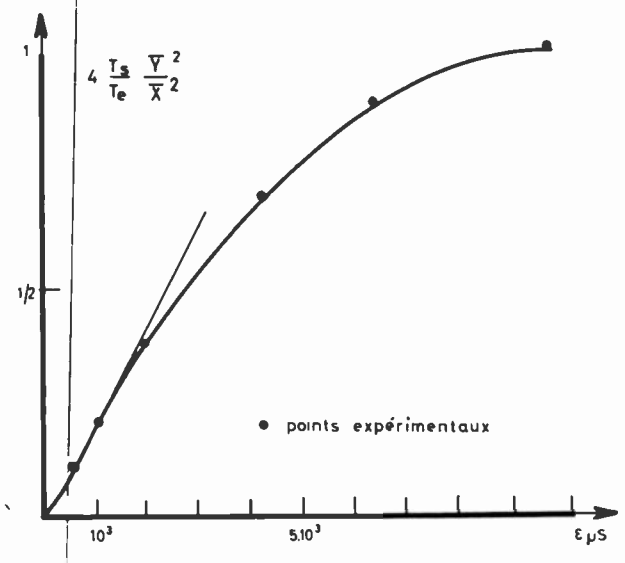


FIG. 8.

Sur la figure 9 est tracé le facteur d'extraction exprimé en décibels, soit :

$$E_{dB} = 10 \log E$$

Les points expérimentaux portés sur ces trois figures montrent le très bon accord avec la théorie.

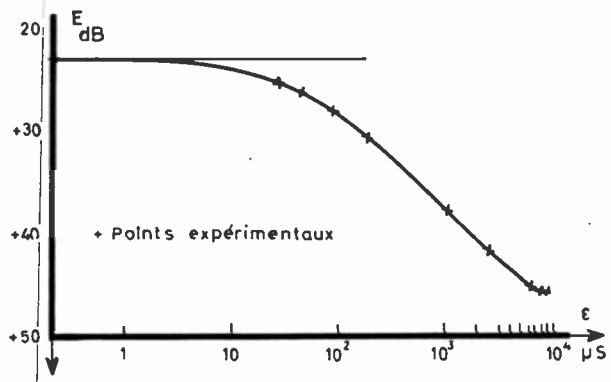


FIG. 9.

1.3.2. *Etude d'un signal de résonance*

Nous donnons, figure 10, le résultat obtenu par échantillonnage d'un faible signal de résonance nucléaire. Il s'agit de la résonance du cobalt à l'état ferromagnétique, observée pour une très faible puissance du champ RF. L'observation directe à l'oscilloscope

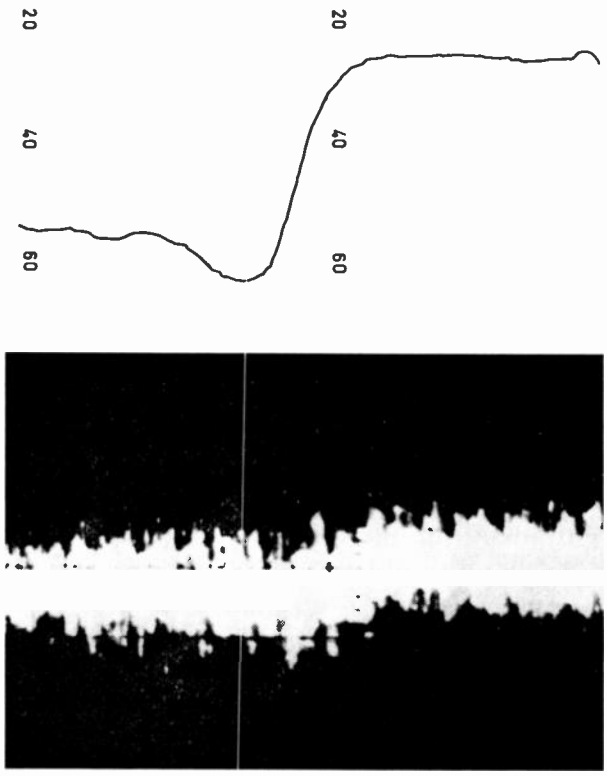


FIG. 10.

n'est pas possible, mais on obtient, après échantillonnage, un signal très utilisable, avec un rapport signal/bruit voisin de 20.

1.4. COMPARAISON AVEC LE SYSTÈME « LOCKING »

Lorsque le signal à détecter est sinusoïdal pur, et que l'on ne s'intéresse qu'à ses variations de phase et d'amplitude, on utilise, et on a utilisé depuis très longtemps, un cas particulier de l'échantillonneur : c'est le détecteur synchrone. Dans ce cas, la phase des impulsions est fixe, et leur largeur est égale à la demi-période. Ceci ne change rien au calcul du facteur d'extraction, il suffit de faire $\varepsilon = T/2$ dans les formules. Ce dispositif est bien connu en résonance nucléaire où l'on détecte de cette manière le champ radiofréquence, et il est visible sur la courbe 9 que ce procédé est supérieur à l'échantillonnage. Mais il n'est pas toujours possible de l'employer (par exemple si l'on veut balayer la raie en fréquence, ou si la fréquence du champ RF est trop élevée). On a recours alors à une méthode différente, que je désignerai ici par « locking » pour ne pas la confondre, car elle utilise aussi un détecteur synchrone, mais d'une façon différente. Elle consiste à faire varier sinusoïdalement la fréquence du champ RF (ou le champ directeur), autour d'une valeur donnée, de manière à ne balayer qu'une faible portion de la raie de résonance. Après détection quadratique de la tension RF, on obtient un signal périodique, que l'on filtre généralement par un circuit sélectif, ce qui donne une tension quasi sinusoïdale dont l'amplitude est sensiblement proportionnelle à

l'amplitude du balayage et à la dérivée de la raie de résonance. C'est cette tension qui est détectée de façon synchrone, la tension continue obtenue est enregistrée en fonction de la fréquence centrale du balayage que l'on fait varier lentement.

Nous allons comparer ce procédé à l'échantillonnage, car il est fréquemment employé. Pour effectuer cette comparaison, il faut supposer que l'on détecte, soit par une méthode, soit par l'autre, la même raie de résonance fournie par le même spectrographe. Dans les deux cas, l'appareillage est le même, mais, ou bien le balayage est large et les impulsions fines, c'est l'échantillonnage, ou bien le balayage est étroit et les impulsions carrées, c'est le locking. Dans le premier cas le signal obtenu représente la raie, dans le second, la dérivée de la raie. Si l'on veut effectuer une comparaison valable, il faut que les signaux obtenus aient même forme. Pour réaliser cette condition il faut donc intégrer le signal obtenu par locking, ainsi que le bruit qui l'accompagne. Ceci n'est d'ailleurs nullement un artifice de calcul, car c'est bien ainsi que l'on procède expérimentalement si l'on désire obtenir la forme réelle de la raie, à partir du signal obtenu par locking. Enfin, les deux méthodes introduisant des distorsions, il faut s'imposer la condition supplémentaire que ces distorsions soient les mêmes.

1.4.1. *Distorsion et bande passante équivalente des deux systèmes*

La largeur des impulsions d'échantillonnage et l'amplitude du balayage en locking sont des quantités finies. Il en résulte que deux points de la courbe ne pourront être distingués s'ils sont trop voisins. Ceci définit un certain « pouvoir séparateur ». On peut aussi considérer que le signal effectivement enregistré provient du signal vrai, donné par un système parfait, après passage dans un filtre qui le déformera si sa bande passante est trop faible. Nous allons préciser ce point. Appelons $s(v)$ la courbe de résonance, v désignant, par exemple, l'écart entre la fréquence étudiée et la fréquence de résonance.

A) Echantillonneur :

Pendant une période, le balayage est tel que :

$v = (L/T)t$, t varie de $-T/2$ à $+T/2$ (« dents de scie »)

L désigne la largeur totale, en fréquence, du balayage.

Pour une valeur t_0 de t, v vaut v_0. Puisque l'échantillonneur réalise la moyenne du signal pour t_0 pendant la durée ε, le signal obtenu au temps t_0 s'écrit :

$$S_e(v_0) = (1/T)\int_{t_0-\frac{\varepsilon}{2}}^{t_0+\frac{\varepsilon}{2}} s(Lt/T)\,dt = (1/L)\int_{v_0-\varepsilon L/2T}^{v_0+\varepsilon L/2T} s(v)\,dv \quad (11)$$

L'intégrale (11) peut se développer au troisième ordre en ε, soit :

$$S_e(v_0) = (\varepsilon/T)\,s(v_0)\left(1-\frac{(\varepsilon L/T)^2}{24}(s''/s)\right) \quad (12)$$

Le signal reproduit donc la forme de la raie au terme de distorsion en ε^2 près. Il existe une différence entre la courbe vraie, $s(v_0)$, et celle qui est effectivement enregistrée, $S(v_0)$. Or, pour enregistrer, on fait varier v_0 proportionnellement au temps : $v_0 = (L/\theta)t$, θ durée totale de l'enregistrement nécessaire pour décrire toute la raie,

Il est donc logique de chercher la relation entre les transformées de FOURIER $\sigma(\omega)$ et $\sigma_e(\omega)$ de $s(v_0)$ et $S_e(v_0)$. Ceci se calcule aisément à partir de (11), et il vient :

$$\sigma_e(\omega) = \frac{2}{\omega\theta}\sin(\varepsilon\theta\omega/2T)\,\sigma(\omega)\ ,$$

ce qui permet de définir un gain :

$$G_e(\omega) = (2/\theta\omega)\sin(\varepsilon\,\theta\,\omega/2\,T) \quad (13)$$

B) Système locking :

Soit Δv l'amplitude du balayage périodique, qui est ici petite devant L. Le signal produit est

$$s\,(v_0 + \tfrac{1}{2}\,\Delta v \sin\Omega\,t),$$

il est périodique, de période T, et sa composante fondamentale a pour amplitude :

$$(2/T)\int_0^T s(v_0+1/2\,\Delta v\sin\Omega t)\sin\Omega t\,dt$$

Le locking prend la valeur moyenne de cette composante, et le signal obtenu au temps t_0 sur l'enregistreur a pour valeur :

$$S'_d(v_0) = (1/\pi)(2/T)\int_0^T s(v_0+1/2\,\Delta v\sin\Omega t)\sin\Omega t\,dt \quad (14)$$

En développant la fonction s en série de TAYLOR par rapport à Δv jusqu'au troisième ordre, il vient :

$$S'_d(v_0) = (1/2\pi)\,\Delta v\,s'(v_0)\left(1-\frac{(\Delta v)^2}{32}\,s'''/s'\right) \quad (15)$$

Le signal obtenu représente donc la dérivée de la raie au terme de distorsion en $(\Delta v)^2$ près. Comme précédemment, il est possible de calculer la relation entre la transformée de FOURIER de $S'_d(v_0)$, $\sigma_d(\omega)$, et celle de $s(v_0)$, au moyen de la relation (14). Il vient :

$$\sigma_d\,(\omega) = j\,(2/\pi)\;J_1(\Delta v\;\theta\omega/2L)\;\sigma\;(\omega)$$

J_1 désigne la fonction de BESSEL d'ordre 1.

Le détecteur synchrone se comporte donc, dans la méthode « locking », comme un filtre de gain :

$$G_d\,(\omega) = j\,(2/\pi)\;J_1(\Delta\,v\;\theta\omega/2L) \quad (16)$$

C) Comparaison des distorsions :

Nous devons comparer le signal $S_e(v_0)$ enregistré par échantillonnage, au signal $S_d(v_0)$ obtenu en intégrant le signal enregistré par locking. Cela revient à comparer les gains des filtres équivalents

$$G_e(\omega) \quad \text{et} \quad G_d(\omega) \;/\; j\omega$$

Les courbes représentatives de ces deux fonctions sont assez semblables : pour ω petit, le gain reste pratiquement constant ; il décroit ensuite et passe par zéro. Vient ensuite une partie oscillante dont les maximums sont décroissants. La première partie de la courbe permet de définir une bande passante, puisque le signal ne sera pas déformé si tous ses harmoniques se trouvent dans une région de gain constant. S'il n'en est pas ainsi, on peut dire en première approximation que les distorsions introduites seront les mêmes si les deux filtres ont même bande passante, c'est-à-dire si le début des courbes est semblable. Pour écrire cette condition, on développe en série les fonctions G_e et G_d jusqu'au troisième ordre par rapport à ε et Δ_v et il vient :

$$G_e(\omega) \sim (\varepsilon/T)\left(1-\frac{\theta^2\varepsilon^2}{24T^2}\omega^2\right)$$

$$\frac{1}{j\omega}G_d(\omega) \sim (\theta\Delta v/L)\left(1-\frac{\theta^2(\Delta v)^2}{32L^2}\omega^2\right)$$

En égalant les termes en ω^2 de ces deux expressions, nous obtenons la condition d'égalité des distorsions, soit :

$$\Delta v/L = (2/\sqrt{3})\;(\varepsilon/T) \qquad (17)$$

Nous aurions pu évaluer cette condition à l'aide des développements (12) et (15), en intégrant ce dernier par rapport à v_0 et égalant les termes de distorsion. On trouve immédiatement la condition (17). Néanmoins la méthode des filtres équivalents est intéressante car elle donne une idée plus précise des phénomènes. Mais il est très important de préciser que cette équivalence n'est vraie que pour le signal, et que le bruit n'est pas transmis par ces deux systèmes comme s'ils se comportaient comme des filtres de gain G_e et G_d. Nous avons d'ailleurs montré que l'échantillonneur se comportait comme un « filtre harmonique » dont les « pics » sont proportionnels aux C_n^2. $G_e(\omega)$ exprime simplement le fait que les harmoniques du signal sont transmis proportionnellement à C_n, On a effectivement :

$$G_e(2k\pi/\theta) = C_k$$

1.4.2. *Facteurs d'extraction des deux systèmes*

Nous avions calculé au § 1.2 le facteur d'extraction de l'échantillonneur. Comme nous nous plaçons dans le cas de distorsions faibles, on a sensiblement :

$$E_e = \frac{T_s}{T} \times \frac{z^2}{z-1+e^{-z}-(T_e/T)z^2} \qquad (z = \varepsilon/T_e) \quad (18)$$

Comme il était dit au début de ce paragraphe, une comparaison des rapports signal/bruit n'a vraiment de sens que si les signaux obtenus ont même forme. Il nous faut donc intégrer le signal et le bruit obtenus à l'enregistrement par locking, ce qui nous donnera un signal S_d et un bruit Y_d dont il faut calculer la puissance moyenne $\overline{Y_d^2}$. Pour effectuer cette intégration, nous plaçons à la sortie du locking un filtre RC de constante de temps θ_i grande devant θ. Dans le cas de distorsions faibles, on obtient :

$$S_d(v_0) \sim (1/2\pi)\;(\theta/\theta_i)\;(\Delta v/L)\;s(v_0)$$

Par ailleurs la valeur quadratique moyenne du bruit à la sortie du locking est donnée par (5) dans laquelle on fait $\varepsilon = T/2$. Pour obtenir $\overline{Y_d^2}$ à la sortie du filtre intégrateur, il suffit de multiplier par T_s/θ_i et il vient :

$$\overline{Y_d^2} = (T_e/4\theta_i)\,\overline{X^2}$$

On en déduit le facteur d'extraction :

$$E_d = \frac{\theta^2}{\theta_i T_e}(\Delta v/L)^2/\pi^2 \;. \qquad (19)$$

Nous appellerons R, le rapport, exprimé en décibels, du facteur d'extraction obtenu par échantillonnage, au facteur d'extraction obtenu par locking suivi d'intégration, sous les conditions suivantes :

— le signal est fourni par le même spectrographe,

— la durée totale de l'enregistrement θ et la constante de temps T_s du filtre de sortie A_s sont les mêmes pour les deux systèmes,

— les distorsions introduites sont les mêmes.

Compte tenu de (17), (18) et (19) donnent :

$$R = 10\log\left(\frac{3\pi^2\theta_i T_s T}{4\theta^2\varepsilon}\right)\left(\frac{z}{z-1+e^{-z}-(T_e/T)z^2}\right) \qquad (20)$$

Pour réaliser une intégration correcte, il faut que θ_i soit assez grande, telle que $\theta_i\omega = 10$, par exemple, pour le terme fondamental de S'_d, soit pour $\omega = 2\pi/\theta$, ce qui donne :

$$\theta/\theta_i = \pi/5 \qquad (21)$$

D'autre part, en se reportant à la relation (13), on trouve que la bande passante équivalente, à 3 dB, de l'échantillonneur, qui est la même que celle du locking à cause de (17), est donnée par :

$$\frac{\theta^2\varepsilon^2\omega^2}{24T^2} = 1-\frac{1}{\sqrt{2}}$$

Le nombre d'harmoniques N, transmis à 3 dB par le système est donc :

$$N = 0{,}42\;(T/\varepsilon) \qquad (22)$$

Par ailleurs le filtre de sortie, de constante de temps T_s, laisse passer un nombre d'harmoniques valant $\theta/2\pi T_s$. Il n'est donc pas utile que ce nombre soit supérieur à N et nous prendrons en conséquence :

$$\theta/T_s = 0{,}42\ (2\pi T/\varepsilon) \qquad (23)$$

Compte tenu des relations (21) et (23), le rapport R s'écrit :

$$R = 6{,}5\ \text{dB} + 10 \log \frac{z}{z - 1 + e^{-z} - 0{,}42 z/N} \qquad (24)$$

où $$z = \varepsilon/T_e$$

Les courbes de la figure 11 représentent les variations de R en fonction de $2\ \varepsilon/T$, pour diverses valeurs de T_e/T. La fidélité de reproduction est définie par le nombre d'harmoniques N également porté en abscisse.

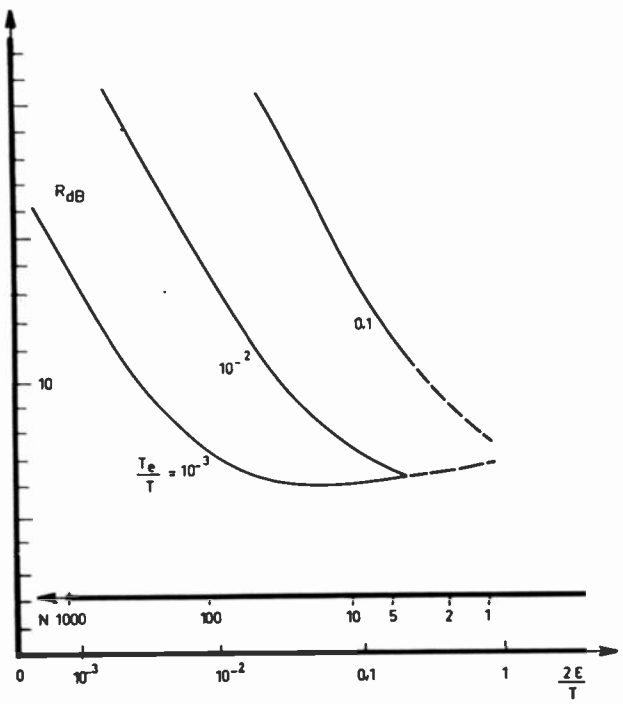


FIG. 11.

1.4.3. *Interprétation des résultats*

Les courbes représentatives du facteur d'amélioration relatif R dépendent essentiellement de T_e, et plus généralement du spectre de bruit à l'entrée.

— Dans le cas où le bruit est blanc ($T_e = 0$), R est constant, et sous les conditions définies précédemment, l'échantillonnage présente un avantage de 6 dB sur la méthode locking. Ce résultat peut sembler surprenant au premier abord. En réalité, il provient du fait que la méthode locking que j'ai décrite est mal faite, bien que ce soit effectivement cette méthode qui est généralement employée. En effet, si pour des raisons technologiques, il est plus facile de « découper » une tension par tout ou rien, ce type de gain périodique ne constitue pas la meilleure méthode d'extraction dans le cas d'un signal sinusoïdal. Considérons la relation (2) :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2} K_e \Sigma_n C_n^2 (A_e^2 * A_s^2)_{n\Omega}$$

Si l'on veut détecter une sinusoïde, il suffit que seul C_1 existe (et C_{-1}). Or dans le cas d'un découpage par signaux carrés, les C_n ne sont pas nuls pour $n \neq 1$, ce qui se traduit par un apport supplémentaire de bruit. La méthode de locking idéale consisterait donc à utiliser un système dont le gain périodique est sinusoïdal. Si on calcule les facteurs d'extraction relatifs à la méthode courante et la méthode idéale, on trouve :

$$E_d = \frac{2}{\pi^2}\ (T_s/T_e) \quad \text{contre} \quad E_{idéal} = 1/2\ (T_s/T_e)$$

Soit une différence de 4 dB entre les deux. Dès lors l'avantage de l'échantillonnage se réduit à 2 dB, ce qui n'est pas très significatif.

— Lorsque le bruit est un bruit blanc filtré par un passe-bas de fréquence de coupure $F_e = 1/2\pi T_e$, R augmente de 10 dB par décade pour ε inférieur à $2{,}6\ T_e$. Dans ce cas, il est avantageux d'échantillonner si l'on s'intéresse aux harmoniques du signal de fréquence supérieure à F_e. Les résultats sont du même ordre si l'on suppose simplement que le bruit décroit à partir d'une certaine fréquence F_e, par exemple par effet FLICKER.

— Dans tous les cas, l'échantillonneur présente deux avantages pratiques :

d'une part sa réalisation est très simple et ne saurait se comparer à celle d'un système à gain sinusoïdal,

d'autre part ce dispositif permet, lorsque le signal est directement discernable, l'observation de ce signal sur l'oscilloscope et son enregistrement simultané avec repérage sur l'oscilloscope du point échantillonné (il suffit pour cela d'observer la tension au secondaire du transformateur de la figure 3).

Disons enfin que l'absence de tout circuit sélectif rend le dispositif insensible aux dérives de fréquence, et le rend apte à l'extraction de signaux « pseudo-périodiques » par une synchronisation adéquate des impulsions.

1.5. PERFORMANCES LIMITES

Nous avons montré que l'échantillonnage permet d'améliorer le rapport signal/bruit dans un rapport qu'il est possible de prévoir exactement. La valeur des éléments de l'échantillonneur peut donc être déterminée en fonction du problème à résoudre.

Le nombre N d'harmoniques que l'on désire détecter limite la largeur ε des impulsions à :

$$\varepsilon \leqslant 0{,}42\ T/N$$

Le temps de corrélation θ_c du signal limite la durée θ d'enregistrement.

$$\theta \leqslant \theta_c$$

D'autre part, cette durée θ limite la valeur de la constante de temps T_s. Pour passer N harmoniques, il faut prendre :

$$T_s \leqslant \theta/2\pi N$$

Comme le facteur d'extraction est proportionnel à T_s, on a intérêt à donner à T_s la plus grande valeur possible, soit $\theta_c/2\pi N$.

Dans le cas assez fréquent où le spectre du bruit et celui du signal sont limités par le même filtre d'entrée, la valeur de N est alors $T/2\pi T_c$.

Alors le facteur d'extraction maximal qu'il est possible d'obtenir est sensiblement donné par :

$$E_{max} = \tfrac{1}{2}\, \theta_c/NT$$

Or θ_c/T représente le nombre N_r de fois où l'information a été répétée. Par ailleurs chaque harmonique constitue deux informations (amplitude et phase). $2N$ représente donc le nombre N_t d'informations distinctes contenues dans le signal. Le facteur d'extraction maximal s'écrit par conséquent :

$$E_{max} = N_r/N_t \qquad (25)$$

2. Echantillonnage multicanal

Malgré ses performances, l'échantillonneur monocanal est loin d'être le système idéal puisque, à chaque période, un seul point du signal est étudié. Si le signal comporte N harmoniques, cela signifie qu'une seule information sur $2N$ est transmise à chaque période, et que le reste est totalement perdu. Par conséquent, si l'on veut éviter cette perte d'information, il devient nécessaire d'échantillonner simultanément tous les points du signal. Pour cela, on associe à chaque point du signal un échantillonneur, dont la phase est fixe, et qui donnera une tension continue égale à la valeur du signal au point considéré. Il suffit ensuite de lire successivement les tensions obtenues sur chaque « canal » pour reconstituer le signal.

2.1. Relations théoriques

Soit N_c le nombre de canaux. L'intervalle de temps séparant l'impulsion relative au canal n, de l'impulsion relative au canal $n + 1$ est :

$$\Delta t = T/N_c$$

Naturellement la largeur ε des impulsions sera au maximum de Δt. Par ailleurs, il n'est pas utile que N_c soit supérieur à $2N$, on prendra donc :

$$\varepsilon = T/2N$$

Le facteur d'extraction que nous avons calculé au chapitre précédent est donné par la même formule, puisqu'il s'applique à chaque canal. Il semblerait donc que le procédé n'est pas plus avantageux. En fait, c'est en évaluant les performances limites de l'échantillonneur multicanal, que nous mettrons en évidence la très grande supériorité de ce système. Dans ce cas en effet, ce qui limite la valeur de T_s, ce n'est plus $\theta_c/2\pi N$, mais simplement $\theta_c/2\pi$. Alors le calcul du facteur d'extraction maximal donne sensiblement :

$$E_{max} = \theta_c/T$$

soit :

$$E_{max} = N_r \qquad (26)$$

Donc, pour un temps de corrélation du signal donné, ou, ce qui revient au même, pour un temps d'observation déterminé, le facteur d'extraction de l'échantillonneur multicanal est $2N$ fois supérieur à celui de l'échantillonneur monocanal..

Si, par contre, on se donne a priori une certaine valeur du facteur d'extraction, on voit que l'échantillonneur multicanal permettra de n'observer le signal que pendant une durée $2N$ fois moins grande qu'avec l'échantillonneur monocanal.

Naturellement ce résultat s'applique à tous les systèmes d'extraction où le signal est globalement mis en mémoire à chaque période et moyenné. La relation (26) n'exprime d'ailleurs pas autre chose que la loi bien connue de la moyenne.

2.2. Réalisations pratiques

Pour réaliser un échantillonneur multicanal, on peut tout d'abord penser à réaliser N_c échantillonneurs monocanaux identiques, possédant une entrée commune, attaqués par des impulsions de largeur T/N_c convenablement distribuées. Par exemple, on peut imaginer que le canal numéro 1 soit commandé par des impulsions de fréquence de récurence égale à celle du signal, et que la fin d'une impulsion sur ce canal, déclenche une impulsion sur le canal 2 et ainsi de suite. Mais nous verrons dans le prochain paragraphe qu'il est impératif que les impulsions des divers canaux aient toutes même largeur. Cette condition serait difficile à réaliser dans un tel montage, aussi est-il préférable de fabriquer des impulsions de largeur $\frac{1}{2}T/N_c$ et de fréquence de récurence égale à N_c fois la fréquence du signal, et en synchronisme. Un système de commutation électronique permet de les distribuer successivement aux divers canaux.

Mais actuellement, les échantillonneurs multicanaux que l'on peut trouver sur le marché sont construit selon un principe un peu différent. Au lieu d'utiliser un filtre RC pour réaliser une moyenne, on opère une véritable sommation. Pour cela, on traduit par une variation de la fréquence d'une tension sinusoïdale, les variations de l'amplitude du signal d'entrée. Ensuite on effectue un comptage dans chaque canal, pendant une durée ε, et on ajoute à chaque période les résultats obtenus. Naturellement le résultat obtenu dépend de la capacité de la mémoire utilisée. Si N_m

est la capacité d'une mémoire associée à un canal, F_m la fréquence maximale de comptage, le temps de comptage total θ_m relatif à cette mémoire ne pourra pas être supérieur à :

$$\theta_m \leqslant \frac{TN_m}{\varepsilon F_m} \tag{27}$$

Ce procédé possède cependant certains avantages que je vais examiner plus loin, et il bénéficie de la technologie très au point des sélecteurs multicanaux.

2.3. Limites expérimentales de l'échantillonnage multicanal

Lorsque l'on étudie plus en détail les systèmes multicanaux, on s'aperçoit qu'il se produit un phénomène nouveau dû à l'impossibilité physique de réaliser des canaux rigoureusement identiques. La dispersion des caractéristiques des canaux produit à la sortie, un signal parasite, qui n'est pas à proprement parler un bruit, mais plutôt la répétition périodique du même bruit, si par exemple la lecture des tensions de sortie des canaux est effectuée périodiquement. En effet, en l'absence de signal, ou même en présence d'un signal continu, toutes les tensions de sortie des canaux devraient être absolument identiques. Comme la condition d'identité des canaux ne peut être réalisée, il apparaît à la lecture des fluctuations dues aux différences de comportement des canaux. Je vais étudier ces fluctuations dans deux cas, et en supposant que le rapport signal/bruit à l'entrée est petit devant 1.

2.3. *Intégration par filtre RC*

La tension aux bornes de la capacité de sortie est égale à ε/T fois la valeur moyenne du bruit, c'est-à-dire nulle si l'on utilise comme commutateur « porte » un interrupteur mécanique. En pratique (fig. 3), on utilise une commutation électronique qui se traduit à l'entrée du filtre RC par une impulsion de largeur ε et de hauteur A. A cette impulsion vient s'ajouter linéairement le bruit et le signal. Il en résulte une tension continue aux bornes de la capacité de sortie qui vaut :

$$Z_p = (\varepsilon/T)A$$

La commutation utilisée revenant à une modulation des impulsions, pour ne pas amputer le signal ou le bruit dans les régions où il est extremal, il faut que A soit assez grand. Comme nous supposons le signal petit devant le bruit, on prendra donc au minimum :

$$A = 2\sqrt{\overline{X^2}}$$

La tension continue à la sortie sera donc :

$$Z_p = 2(\varepsilon/T)\sqrt{\overline{X^2}}$$

En fait, il faut aussi tenir compte du gain en continu G_p du système, qui est différent de 1 à cause de l'impédance du transformateur et de celle des diodes, et qui dépend donc en général du commutateur utilisé. On a donc :

$$Z_p = 2\,G_p(\varepsilon/T)\sqrt{\overline{X^2}} \tag{28}$$

D'un canal à l'autre, Z_p va subir des fluctuations ΔZ_p dues aux fluctuations ΔG_p et $\Delta\varepsilon$. A la lecture, cela se traduira par une tension fluctuante parasite dont la valeur quadratique moyenne sera :

$$\overline{(\Delta Z_p)^2} = \overline{Y_p^2} = 4\overline{X^2}\left(\frac{\overline{\varepsilon^2}}{T^2}\,\overline{(\Delta G_p)^2} + \frac{\overline{G_p^2}}{T^2}\,\overline{(\Delta\varepsilon)^2}\right) \tag{29}$$

Ce bruit propre s'ajoute au bruit transmis par le système parfait, ce qui diminue le facteur d'extraction. Nous avons vu que l'on peut annuler les fluctuations sur ε par un montage approprié, mais il reste toujours celles sur G_p. On conçoit donc que la mise au point d'un tel système est très délicate, car elle nécessite un équilibrage minutieux des N_c canaux, ce qui peut être long lorsque N_c est grand. De plus il n'est pas impossible que les canaux dérivent dans le temps et qu'il faille procéder assez fréquemment à un tel équilibrage.

2.3.2. *Intégration par comptage*

Ici le signal est transformé, dès sa naissance peut-on dire, en une tension sinusoïdale de fréquence :

$$F = F_0\left(1 + m\,[S(t_0) + X(t_0)]\right)$$

On voit immédiatement que la mémoire d'un canal se remplit même en l'absence de tout signal, comme dans le cas précédent. Ici, aussi il faut que le taux de modulation ne soit pas trop élevé. Si m_0 est le maximum admissible, il faut :

$$m \leqslant m_0/\sqrt{\overline{X^2}}$$

Mais, pour autant que le temps de comptage par période, ε, soit le même pour tous les canaux, ce qui est réalisable, nous ne retrouvons plus la difficulté précédente de non égalité des gains, en raison du processus digital utilisé. En principe, tous les canaux comptent de la même façon, et en tous cas, s'ils se trompent de temps en temps, il se trompent tous statistiquement de la même manière, ce qui jouera peu sur un grand nombre de comptages. D'où l'avantage de ce procédé.

Toutefois ses performances sont limitées, et nous allons chercher cette limite. Nous voulons détecter N harmoniques, il faut donc :

$$N_c \leqslant 2N$$

Pendant la durée ε il faut que l'on puisse compter au moins une alternance, il faut donc :

$$\varepsilon F_0(1 - m_0) \geqslant 1$$

Mais ce système est finalement équivalent à un quantificateur, puisqu'à chaque valeur du signal correspond un certain nombre entier. Il faudra donc pouvoir distinguer $2N$ niveaux différents, ce qui conduit à imposer :

$$\varepsilon F_0(1 + m_0) - \varepsilon F_0(1 - m_0) \geqslant 2N$$

soit

$$m_0 \geqslant N/F_0\varepsilon$$

Enfin, il faut prendre pour ε la plus grande valeur possible, soit :

$$\varepsilon = T/2N$$

Compte tenu du fait que la capacité N_m de la mémoire limite le nombre N_r de périodes du signal utilisables à une valeur $N_m/\varepsilon F_m$, F_m étant la fréquence maximale possible de comptage, les relations précédentes permettent d'établir que le facteur d'extraction maximal de ce système est donné par :

$$E_{max} = N_m(1 - 2N^2/TF_m) \qquad (30)$$

Alors que la relation (25) définissait la limite théorique du facteur d'extraction, cette relation (30) définit une limite instrumentale. Elle montre, en particulier, que le système ne peut fonctionner que si :

$$2N^2 < TF_m.$$

Prenons par exemple un signal dont la fréquence fondamentale est de 50 Hz. Comme F_m est de l'ordre du mégahertz pour les mémoires à tores magnétiques habituelles, nous voyons qu'à partir du centième harmonique il n'y a plus d'extraction possible. Si l'on veut que le facteur d'extraction ne varie pas de plus de 3 dB, il faudra se contenter de 55 harmoniques. Si au contraire on veut détecter un signal comportant 200 harmoniques, il faudra que sa fréquence fondamentale soit inférieure à 12 Hz.

3. Extracteur à mémoire phosphorescente

Nous venons de décrire un dispositif d'extraction essentiellement discontinu, l'échantillonneur multicanal à intégration par comptage qui opère une double quantification, et sur le temps et sur la valeur du signal. Nous allons examiner maintenant un procédé complètement continu dans lequel la mémoire est une piste phosphorescente où vient s'enregistrer et se moyenner le signal à chaque période.

3.1. Principe

Une substance phosphorescente se comporte vis-à-vis de flux lumineux variables dans le temps, reçus, puis réémis, comme un filtre passe-bas $A_s(\omega)$. Nous avons donc pensé à utiliser cette propriété pour réaliser la moyenne pondérée d'un signal, traduit en flux lumineux. Chaque cristal phosphorescent ayant cette propriété indépendemment des voisins, une piste phosphorescente constitue un ensemble quasi continu de filtres qui sont comparables aux canaux de l'échantillonneur multicanal. La commutation est ici remplacée par le défilement continu des éléments de la piste devant une fente lumineuse dont l'éclairement est proportionnel au signal d'entrée, fente qui est l'analogue de l'impulsion dans l'échantillonneur. La lecture se fait au moyen d'un système photosensible placé derrière une seconde fente.

3.2. Réalisation

Nous avons réalisé avec P. Veillet un dispositif mettant en pratique les principes précédents et dont le schéma est donné figure 12. La piste phosphorescente est déposée sur un cylindre de rayon R entraîné par un moteur synchrone tournant à la fréquence du signal $1/T = \Omega/2\pi$. Un modulateur de lumière, analogue à ceux utilisés pour l'enregistrement sonore cinématographique, donne sur la piste une fente image de largeur e, parallèle à la génératrice du cylindre, et dont l'éclairement est proportionnel au signal.

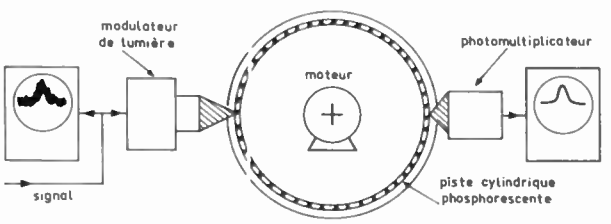


Fig. 12.

Le système de lecture est un photomultiplicateur placé derrière une fente de largeur e' disposée comme la première, et diamétralement opposée à celle-ci.

3.2.1. *Caractéristiques principales*

Dans l'appareil réalisé, le cylindre tourne à 50 Hz, soit 3 000 tr/mn. Le modulateur de lumière a une réponse en fréquence constante de zéro à 10 kHz.

Les fentes sont assez fines pour conserver au système une bande passante de 10 kHz, ce qui permet de détecter 200 harmoniques du signal.

La piste est constitué par du sulfure de zinc à phosphorescence verte. La constante de temps de la phosphorescence dépend beaucoup du niveau, mais dans les conditions d'éclairement réalisées, elle était de l'ordre de 10 s. On devait donc s'attendre à un facteur d'extraction de l'ordre de $2T_s/T$, soit de 1 000, c'est-à-dire un gain en rapport signal/bruit voisin de 30.

3.2.2. *Résultats obtenus*

La photographie de la figure 13 montre l'amélioration obtenue sur un faible signal de résonance nucléaire dans le cobalt. Les signaux d'entrée et de sortie étaient observés sur un même oscillographe bi-courbe. On peut voir que le gain en rapport signal/bruit est bien de l'ordre de 30 comme il était prévu.

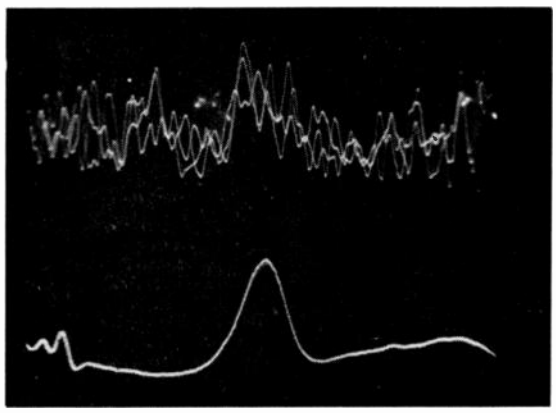


FIG. 13.

3.3. THÉORIE DE L'EXTRACTION SUR PISTE PHOSPHORESCENTE

Considérons une génératrice du cylindre repérée par sa position angulaire φ par rapport à une position origine. A chaque période, cette génératrice φ est éclairée par la fente d'entrée, puis éclaire la fente de lecture, pendant un court instant.

Le rapport du flux lumineux reçu par la génératrice au flux lumineux traversant la fente d'enregistrement, constitue un « gain périodique » au sens défini au chapitre I :

$$G(t,\varphi) = \Sigma_n C_n \exp(jn\Omega t + jn\varphi) \qquad (31)$$

Désignons par $R(t)$ la réponse percussionnelle du filtre A_s. Le signal à l'entrée de ce filtre, c'est-à-dire le flux lumineux reçu par la génératrice, est égal par définition à $G(t,\varphi)\,S_x(t)$, et le signal à la sortie du filtre, c'est-à-dire le flux lumineux réémis, est donné par :

$$S_y(t,\varphi) = R(t) * [G(t,\varphi) S_x(t)] \qquad (32)$$

Supposons maintenant que l'on lise la piste au moyen d'une fente infiniment fine, dont la position angulaire par rapport à la fente d'enregistrement soit φ_0.

Le signal lu, $\widehat{S}_z(t)$, sera égal à $S_y(t,\varphi)$ pris pour $\varphi = \varphi_0 - \Omega t$, et il s'écrit, compte tenu de (31) et (32) :

$$\widehat{S}_z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Sigma_n C_n e^{-jn\Omega\tau} e^{jn\varphi_0} R(\tau) S_x(t-\tau)\, d\tau \qquad (33)$$

En posant :

$t_0 = \varphi_0/\Omega$ (temps de retard entre l'enregistrement et la lecture),

on voit que (33) peut aussi s'écrire :

$$\widehat{S}_z(t) = [R(t) \cdot G(t_0 - t) * S_x(t)] \qquad (34)$$

Ce système se comporte donc comme un filtre linéaire, dont la réponse percussionnelle est donnée par :

$$\widehat{R}_z(t) = R(t) \cdot G(t_0 - t) \qquad (35)$$

où

$$G(t) = \Sigma_n C_n \exp(jn\Omega t).$$

Dès lors il est possible d'appliquer rigoureusement la théorie des filtres, en particulier nous pouvons définir le gain $\widehat{G}_z(\omega)$ comme transformée de Fourier de $\widehat{R}_z(t)$, et un calcul élémentaire donne :

$$\widehat{G}_z(\omega) = \Sigma_n C_{-n} A_s(\omega - n\Omega) e^{jn\varphi_0}.$$

En fait, la fente de lecture possède une largeur finie e', de sorte que le signal réellement lu, $S_z(t)$, est la somme étendue à la fente de toutes les contributions $\widehat{S}_z$. Si l'on désigne par $G'(t)$ le rapport du flux utile reçu d'une génératrice par la fente de lecture au flux total émis par cette génératrice, on a :

$$S_z(t) = (1/T) \int_T G'(t)\, \widehat{S}_z(t)\, dt .$$

Si l'on appelle $g'(\omega)$ la transformée de FOURIER de $G'(t)$, le gain $G_e(\omega)$ de l'extracteur à phosphorescence est finalement donné par :

$$G_e(\omega) = g'(\omega) \Sigma_n C_{-n} A_s(\omega - n\Omega) e^{jn\varphi_0} \qquad (37)$$

Nous sommes donc en présence d'un filtrage harmonique, puisque $G_e(\omega)$ est obtenu, aux pondérations près introduites par $g'(\omega)$ et les C_n, en plaçant des filtres de gain $A_s(\omega)$ autour de chaque harmonique $n\Omega$. Si $A_s(\omega)$ est assez étroit, G_e ne prend de valeurs notables qu'au voisinage de $\omega = n\Omega$, et $G_e(\omega)$ peut encore s'écrire sous la forme approchée :

$$G_e(\omega) \sim \Sigma_n C_{-n} C'_n A_s(\omega - n\Omega) e^{jn\varphi_0}$$

dans laquelle :

$$C'_n = g'(n\Omega)$$

On a représenté, figure 14, l'allure de $G_e(\omega)$. La courbe en pointillés correspond à la décroissance des termes $C_n C'_n$. Pour des fentes égales et très proches du cylindre, on a :

$$C_n = C'_n = (1/n\pi) \sin(n\Omega\varepsilon/2) \qquad (38)$$

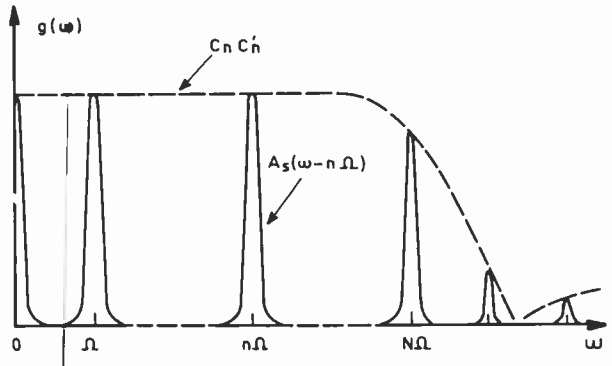


FIG. 14.

où :

$$\varepsilon = T\frac{e}{\pi D} \qquad D : \text{diamètre du cylindre.}$$

Pour de telles fentes, la valeur de $G_e(\omega)$ peut être calculée exactement :

$$G_e(\omega) = 4\,\frac{\sin(\omega\varepsilon/2)}{\omega T} \times \frac{\operatorname{sh}(\varepsilon/2T_s + j\omega\varepsilon/2)}{1+\omega T_s} \times \frac{\exp(-j\omega t_0)}{1-\exp(-T/T_s - j\omega T)} \qquad (39)$$

Si les fentes utilisées sont assez fines, on a :

$$G_e(\omega) \sim (e^2/\pi^2 D^2)\,\frac{T}{T_s} \times \frac{\exp(-j\omega t_0)}{1-\exp(-T/T_s - j\omega T)} \qquad (40)$$

3.3.1. *Facteur d'extraction*

Il est alors facile, du moins théoriquement, de calculer la densité spectrale du bruit à la sortie et sa valeur moyenne quadratique, puisque l'on connaît le gain du système. Si l'on suppose que $A_s(\omega)$ est très étroit, de sorte qu'on puisse négliger sa valeur pour $\omega \geqslant \Omega$, la puissance de bruit à la sortie est alors donnée en fonction de la puissance de bruit à l'entrée par une formule très analogue à celle établie au chapitre I :

$$\overline{Z^2} = \overline{X^2} K_e \Sigma_n C_n^2 C_n'^2 (A_e^2 * A_s^2)_{n\Omega}$$

où l'on suppose que la densité spectrale du bruit d'entrée est celle d'un bruit blanc filtré par un filtre $A_e(\omega)$. On voit qu'il apparaît un terme pondérateur $C_n'^2$ par rapport à l'expression du chapitre I, terme qui traduit simplement l'existence de la largeur finie de la fente de lecture et qui a pour effet de diminuer la bande passante du système.

Le calcul du facteur d'extraction, dans le cas général, aboutit à une formule très compliquée, mais qui tend vers celle établie au chapitre I pour une fente de lecture suffisamment fine. Enfin, dans le cas où la largeur des deux fentes est faible devant $\pi DT_e/T$, on a également :

$$E = 2T_s/T$$

et :

$$Z_{max} = N_r$$

3.4. PERFORMANCES INSTRUMENTALES LIMITES

Nous allons retrouver, dans le cas de l'extracteur à phosphorescence, le même problème qu'en échantillonnage multicanal à intégration RC, en raison de la non-homogénéité de la piste. Si, en effet, nous éclairons la piste de façon uniforme, le nombre de cristaux phosphorescents au mm² étant sujet à des fluctuations d'un point à l'autre, le flux lumineux réémis ne sera pas le même en chaque point. Au passage par la fente de lecture on obtiendra donc une tension fluctuante, se répétant identiquement à elle-même à chaque tour. Les variations du flux lumineux émis par la fente d'enregistrement sont limités à une valeur A, que l'on choisit de telle sorte que :

$$A/2 \geqslant \sqrt{\overline{X^2}}.$$

D'autre part les fluctuations dues à la piste sont proportionnelles à l'éclairement moyen, donc à $A/2$. On définira le bruit de piste par la relation :

$$\overline{Y_p^2} = B\,\overline{X^2}$$

Si on appelle E_0 le facteur d'extraction maximal du système parfait, on trouve alors que le facteur d'extraction maximal réel est donné par :

$$E_{max} = \frac{E_0}{1+BE_0} = \frac{N_r}{1+BN_r} \qquad (34)$$

On voit par conséquent que, dès que N_rB devient supérieur à 1, le facteur d'extraction limite tend vers $1/B$ et qu'il n'est donc pas besoin d'utiliser des constantes de temps de phosphorescence plus grandes qu'une certaine valeur définie par B.

C'est d'ailleurs ce qui limite les performances actuelles du dispositif que nous avons réalisé, car si l'on n'est pas gêné du point de vue de la capacité d'intégration, étant donné que les constantes de temps de phosphorescence peuvent atteindre plusieurs semaines, la réalisation d'une piste très homogène nécessite une technologie spéciale et qu'il reste à mettre au point.

Disons cependant, que le bruit de piste est en fait un signal bien déterminé, et qu'à la rigueur on pourrait l'éliminer en l'enregistrant une fois pour toutes et en retranchant cet enregistrement du signal de lecture. C'est d'ailleurs un peu de qui se passe quand on regarde « pousser » un signal sur l'oscilloscope de sortie.

4. Extracteur à ligne à retard

Nous voudrions, pour terminer, décrire un dispositif tout différent, qui, malgré ses inconvénients et ses qualités moyennes, présente l'avantage de s'appliquer à des signaux de haute fréquence et d'être extrêmement simple.

Il se compose en effet d'une ligne à retard bouclée par une chaîne de réaction de gain voisin de 1. Supposons qu'un signal attaque la ligne. Au bout du temps de retard T de la ligne, il est réinjecté à l'entrée et vient s'ajouter au signal suivant. On conçoit donc, que si T est justement égal à la période du signal, les périodes successives du signal incident se somment au fur et à mesure, et qu'à la sortie on obtienne bien une moyenne comme dans n'importe quel procédé d'extraction. Ce dispositif a été, en particulier, étudié par D.C. COOPER [3], nous voudrions seulement établir ici quelques relations mathématiques qui se rattachent aux notions précédemment dégagées.

Si β est le coefficient de réaction de la boucle, le signal de sortie $S_y(t)$ s'exprime par une somme de termes correspondant aux recyclages successifs :

$$S_y(t) = \Sigma_n \beta^n S_x(t-T-nT) \qquad n \text{ de } 0 \text{ à } +\infty$$

En prenant la transformée de FOURIER des deux membres, on a :

$$s_y(\omega) = s_x(\omega)\ \Sigma_n \beta^n \exp(-j\omega T - jn\omega T)$$

Comme β est forcément inférieur à 1 (sans quoi le système oscillerait), le Σ_n converge et définit le gain de système :

$$G_r(\omega) = \frac{\exp(-j\omega T)}{1-\beta \exp(-j\omega T)} \qquad (41)$$

Cette relation aurait pu d'ailleurs s'obtenir directement à partir de la formule classique de la contre-réaction. Nous voyons que $G_r(\omega)$ est un filtre harmonique, et que son expression est la même, à un facteur constant près, que (40) relative à l'extracteur à phosphorescence, si l'on pose :

$$\beta = \exp(-T/T_s) \quad \text{et} \quad t_0 = T \quad \text{(temps de retard de lecture)}$$

Tous les calculs précédents pourront donc s'appliquer et, en particulier, la valeur du facteur d'extraction qui était de $2T_s/T$ pour un bruit blanc à l'entrée, devient ici, si β est suffisamment voisin de 1 :

$$E = 2/(1-\beta) \qquad (42)$$

Les faibles temps de retard étant faciles à réaliser, on voit tout l'intérêt de ce dispositif pour les signaux de fréquence élevée que l'on ne sait pas traiter autrement (mis à part peut-être par échantillonnage monocanal). Mais ce système possède deux inconvénients majeurs :

— en premier lieu, sa capacité d'intégration est très limitée. En effet, l'expression (42) montre que l'on a intérêt à rendre β aussi voisin de 1 que possible. Mais alors, la plus petite variation de gain dans la chaîne de réaction rend l'ensemble instable et entraîne l'accrochage. Pratiquement on est limité vers 0,95, ce qui correspond à une amélioration du rapport signal/bruit de 16 dB. D.C. COOPER a montré que l'on pouvait cependant augmenter ce rapport de 6 dB au plus, en plaçant une deuxième ligne bouclée derrière la première. Mais ce résultat reste néanmoins très au-dessous de ceux obtenus avec les dispositifs précédemment décrits,

— d'autre part, il reste une difficulté pratique non négligeable, c'est celle de la stabilité en fréquence du signal incident. Alors que dans les dispositifs précédents il y avait toujours possibilité de synchronisation, ici on a affaire à un véritable filtre qui doit être parfaitement accordé.

Disons enfin que les calculs précédents supposaient une ligne à retard parfaite et une chaîne de réaction linéaire en fréquence. Dans la réalité le signal est toujours plus ou moins déformé, ce qui peut toutefois ne pas être trop gênant si l'on ne cherche qu'à détecter la présence ou l'absence d'un signal, sans trop se poser de questions sur sa forme réelle.

5. Conclusion

Les études sur le traitement du signal se sont considérablement développées ces dernières années, au fur et à mesure qu'apparaissait, dans divers domaines, la nécessité impérieuse de détecter les faibles signaux. Elles ont abouti à la réalisation d'un appareillage spécialisé qui se répand peu à peu dans les laboratoires et qui est déjà commercialisé dans certains cas. Ainsi, un dispositif aussi complexe que l'échantillonneur multicanal, est actuellement réduit à des dimensions acceptables et construit en série par des firmes telles que VARIAN ou NUCLEAR DATA Inc.

Parmi les divers procédés d'extraction des signaux périodiques, je n'ai examiné ici que les plus significatifs, tant pour leurs performances que pour leur nouveauté. Bien entendu, il en existe beaucoup d'autres [4], tels que les systèmes à sommation sur bande magnétique, sur tube à mémoire, ou même sur plaque photographique. Mais de toutes manières, ils répondent tous aux mêmes principes généraux que je voudrais résumer pour terminer par quelques relations d'équivalence entre l'opération « moyenne » et l'opération « filtrage harmonique », relations qu'il sera possible d'appliquer à n'importe quel dispositif, et dont les paramètres caractériseront totalement le dispositif étudié.

En effet, tout système d'extraction de signaux périodiques, réalise a priori une moyenne pondérée des périodes successives, de telle sorte que le signal extrait est de la forme :

$$S_y(t) = \Sigma_n\ M_n\ S_x(t-nT) \qquad n \text{ de } 0 \text{ à} +\infty \qquad (43)$$

M_n étant le poids affecté à la n^{eme} période. Dans cette expression, on n'a pas fait figurer le temps de retard

éventuel qui peut exister entre l'entrée et la sortie, il suffit de décaler S_y dans le temps si l'on veut en tenir compte. Tout système sera donc défini par les coefficients M_n, mais on peut aussi le caractériser par son filtre équivalent. Prenons en effet la transformée de FOURIER des deux membres de (43). On obtient une relation linéaire entre les transformées de S_x et S_y, qui permet de définir le gain équivalent du système :

$$G_h(\omega) = \Sigma_n M_n \exp(-j n \omega T) \quad n \text{ de } -\infty \text{ à } +\infty \quad (44)$$

En posant $M_n = 0$ si n est négatif, nous voyons donc que ce gain est donné par une série de FOURIER en ω dont les coefficients sont les M_n.$G_h(\omega)$ est donc une fonction périodique de ω et de période $\Omega = 2\pi/T$. C'est donc bien un filtre harmonique, puisque le même filtrage est réalisé autour de chaque harmonique $n\Omega$ du signal. Pour avoir une vue plus claire de ce phénomène, posons :

$$A_s(\omega) = (1/T) \int_{-\infty}^{+\infty} M(t/T) \exp(-j\omega t)\, dt$$

$M(t/T)$ est obtenu de la manière suivante : M_n est une fonction $M(n)$; dans l'expression de cette fonction de n, on remplace n par t/T. Dans ces conditions, en appliquant à (43) la formule sommatoire de POISSON, il vient :

$$G_h(\omega) = \Sigma_n A_s(\omega - n\Omega) \quad (45)$$

G_h peut donc être obtenu en plaçant en parallèle un ensemble de filtres de même forme, chacun étant centré sur un harmonique de Ω. Le système peut donc être également défini par un filtre étroit unique, $A_s(\omega)$.

Les relations très générales qui viennent d'être obtenues, s'appliquent immédiatement à n'importe quel dispositif. Dans le cas d'une intégration parfaite, $M_n = 1$ pour tout n positif, et

$$G_h(\omega) = \Sigma_n \delta\omega - n\Omega$$

ce qui constitue un filtrage parfait du signal.

Lorsque la sommation n'est réalisée que sur N_r périodes, cas pratique de l'échantillonnage multicanal à mémoire digitale :

$$G_h(\omega) = \frac{1 - \exp[-j\omega(N_r+1)T]}{1 - \exp(-j\omega T)}$$

Dans le cas où l'intégration est réalisée par un filtre RC ou l'équivalent (extracteur à phosphorescence), $A_s(\omega)$ n'est autre que le gain du filtre intégrateur, et $(1/T)\, M(t/T)$ est la réponse percussionnelle de ce filtre.

Enfin, pour la ligne à retard bouclée, $M_n = \beta^n$.

Dans tous les cas, si N_m est le nombre maximal de périodes moyennées par le système (qui n'est pas nécessairement infini), le facteur d'extraction maximal est donné, pour un bruit d'entrée blanc, par :

$$E_{max} = \frac{(\Sigma_k M_k)^2}{\Sigma_k M_k^2} \quad k \text{ de } 0 \text{ à } N_m \quad (46)$$

Naturellement, le temps de corrélation du signal limitant à N_r le nombre de périodes du signal utilisables, et le facteur d'extraction du système idéal étant précisément N_r, le problème pratique sera de réaliser un dispositif dont le facteur d'extraction se rapproche le plus de N_r. En général, ce seront surtout les imperfections inhérentes au procédé envisagé qui limiteront ses performances, et tel système pourra à une époque donnée, être meilleur que tel autre, uniquement en raison de l'avancement relatif des technologies mises en jeu dans l'un et l'autre cas. Actuellement les mémoires digitales ont l'avantage d'être très au point, et l'utilisation des couches minces ferromagnétiques permettra de diminuer notablement leur temps d'accès. Mais il n'est pas exclu que des progrès importants soient réalisés dans le domaine des mémoires analogiques, ce qui accroîtra l'éventail des systèmes d'extraction.

Les systèmes que nous avons décrits forment une classe que l'on peut qualifier de « linéaire » en ce sens que le signal extrait est identique au signal incident. Je voudrais mentionner pour terminer l'existence d'une autre classe de dispositifs qui ne fournissent qu'une « image » du signal. C'est par exemple le cas des corrélateurs. Il y aurait aussi beaucoup à dire sur ces procédés, mais « ceci est une autre histoire ».

BIBLIOGRAPHIE

[1] AUBRUN J.-N. & VEILLET P. — *C.R. Acad. Sc.* **256**, p. 1696, 1963.

[2] AUBRUN J.-N., VEILLET P. & TRAN VAN HIEP. — *C.R. Acad. Sc.* **256**, p. 3430, 1963.

[3] COOPER D.C. — « Visual display of integrated video waweforms ». Sonar Systems Symposium, July 1962.
COOPER D.C. & GRIFFITHS J.W.R. — *Jour. Brit. I.R.E.* vol. 21, n° 5, p. 421, 1961.

[4] VINOKUR M. — Thèse.
KLEIN M.P. & BARTON G.W. — *Jr. Rev. Sci. Instr.*, vol. 34, p. 754 ,1963.

[5] BUYLE-BODIN M. & ROSSET J. — *Jour. de phys. Physique appliquée.* Supp. au n° 4, tome 20, an 1959, page 32 A.

FILTRE POUR SIGNAUX EXPONENTIELS

PAR

A. POZWOLSKI

Docteur de l'Université

Dans un précédent article [1], nous avions décrit un dispositif destiné à filtrer des signaux exponentiels de manière à pouvoir obtenir immédiatement la valeur d'un paramètre sans devoir attendre l'amortissement de signaux parasites perturbateurs. Nous avions alors illustré notre procédé par un exemple volontairement très simple et relatif à la détermination du débit d'une tuyère sonique. Mais, comme nous l'avions fait ressortir, notre dispositif s'applique également à tout système physique pouvant être décrit par un système d'équations différentielles à coefficients constants (avion, engin, réacteur, etc.).

Le procédé en question consiste essentiellement à combiner le signal et ses n premières dérivées affectées de coefficients convenables.

En pratique, la mise au point de dérivateurs présente des difficultés, le montage correspondant étant assez instable.

Il est possible, certes, d'accroître la stabilité d'un circuit différentiateur mais au prix d'une diminution de la fidélité de l'opération de dérivation.

Nous avons donc cherché à améliorer la méthode proposée, en la remplaçant par un système un peu différent, basé sur la substitution de réseaux intégrateurs aux réseaux dérivateurs.

On connaît en effet [2] des réseaux intégrateurs de précision qui conviennent même pour l'étude de systèmes à évolution lente, de tels réseaux ont été utilisés, par exemple, pour enregistrer les phénomènes transitoires de l'aimantation [3].

Soit donc $y(t)$ le signal apparaissant sous forme d'une tension électrique :

$$y(t) = Ae^{at} + \sum_{i=1}^{n} B_i e^{-b_i t} .$$

Le problème est de déterminer le paramètre a du premier terme sans attendre l'amortissement des termes suivants. Nous continuerons de supposer que les coefficients $b_1, b_2, \ldots, b_n$ sont connus, les $B_1, B_2, \ldots, B_n$ restant inconnus.

Nous désignerons par $[y(t)]$ une primitive de $y(t)$, par $[y(t)]^{(2)}$ la primitive seconde, etc.

Nous aurons :

$$S \begin{cases} [y(t)] = \dfrac{A}{a} e^{at} - \displaystyle\sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{b_i} e^{-b_i t} + C_1 \\ [y(t)]^{(2)} = \dfrac{A}{a^2} e^{at} + \displaystyle\sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{b_i^2} e^{-b_i t} + C_1 t + C_2 \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ [y(t)]^{(n)} = \dfrac{A}{a^n} e^{at} + (-1)^n \displaystyle\sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{b_i^n} e^{-b_i t} + \frac{C_1 t^{n-1}}{(n-1)!} \\ \qquad\qquad + \dfrac{C_2 t^{n-2}}{(n-2)!} + \ldots + C_n \end{cases}$$

$C_1, C_2, \ldots, C_n$ désignant des constantes arbitraires.

Formons :

$$z = \alpha y + \beta_1 [y] - \beta_2 [y]^{(2)} + \ldots - (-1)^n \beta_n [y]^{(n)}.$$

Si les constantes $C_1, C_2, \ldots, C_n$ sont toutes nulles, la condition nécessaire et suffisante pour que le signal z ne contienne pas de termes parasites est que les β_i soient choisis de manière à satisfaire l'équation matricielle [4] :

$$\begin{Vmatrix} \frac{1}{b_1} & \frac{1}{b_1^2} & \cdots\cdots & \frac{1}{b_1^n} \\ \frac{1}{b_2} & \frac{1}{b_2^2} & \cdots\cdots & \frac{1}{b_2^n} \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ \frac{1}{b_n} & \frac{1}{b_n^2} & \cdots\cdots & \frac{1}{b_n^n} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{Vmatrix} = \alpha \begin{Vmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{Vmatrix}$$

où α désigne un facteur d'échelle arbitraire.

Mais cette méthode directe, bien que simple, est sans intérêt pratique car elle implique que les constantes d'intégration soient toutes nulles, ce qui est une contrainte trop restrictive.

Nous procéderons donc autrement.

Etant donné une fonction $f(t)$, considérons la fonction $f(t-\lambda)$ obtenue à partir de $f(t)$ par un décalage de λ vers la droite (fig. 1).

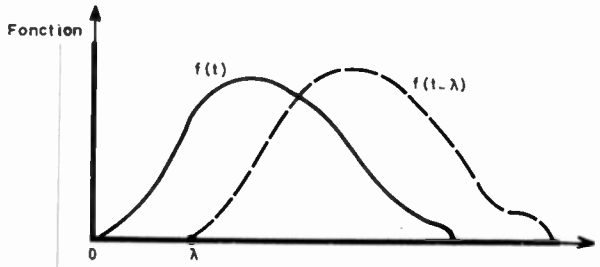


FIG. 1.

Ce décalage peut être réalisé de plusieurs façons. Par exemple si la fonction $f(t)$ est enregistrée graphiquement, on peut former $f(t-\lambda)$ à l'aide d'un lecteur de courbe positionné de façon à introduire un retard égal précisément à λ. Ou bien on peut, plus simplement, avoir recours à un enregistrement sur bande magnétique de la fonction $f(t)$ que l'on refait défiler avec le retard λ choisi.

Nous allons maintenant définir n nouvelles fonctions, u_1, u_2,..., u_n à l'aide des relations :

$$u_1(t) = [y(t)] - [y(t-\lambda_1)]$$
$$u_2(t) = [u_1(t)] - [u_1(t-\lambda_2)]$$
$$\dots$$
$$u_J(t) = [u_{J-1}(t)] - [u_{J-1}(t-\lambda_J)]$$
$$u_n(t) = [u_{n-1}(t)] - [u_{n-1}(t-\lambda_n)]$$

Nous aurons :

$$S' \quad \begin{cases} u_1(t) = \dfrac{A}{a}(1-e^{-a\lambda_1})\,e^{at} - \displaystyle\sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{b_i}(1-e^{b_i\lambda_1})\,e^{-b_i t} \\ u_2(t) = \dfrac{A}{a^2}(1-e^{-a\lambda_1})(1-e^{-a\lambda_2})\,e^{at} + \displaystyle\sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{b_i^2}(1-e^{b_i\lambda_1})(1-e^{b_i\lambda_2})\,e^{-b_i t} \\ \dots \\ u_J(t) = \dfrac{Ae^{at}}{a^J}\displaystyle\prod_{k=1}^{J}(1-e^{-a\lambda_k}) + (-1)^J \displaystyle\sum_{i=1}^{n}\left\{\frac{B_i e^{-b_i t}}{b_i^J}\prod_{k=1}^{J}(1-e^{b_i\lambda_k})\right\} \\ \dots \\ u_n(t) = \dfrac{Ae^{at}}{a^n}\displaystyle\prod_{k=1}^{n}(1-e^{-a\lambda_k}) + (-1)^n \displaystyle\sum_{i=1}^{n}\left\{\frac{B_i e^{-b_i t}}{b_i^n}\prod_{k=1}^{n}(1-e^{b_i\lambda_k})\right\} \end{cases}$$

Les équations du système S' vont jouer le même rôle que celles du système S mais sans introduire la complication due à des constantes arbitraires.

Formons donc la somme :

$$z = \alpha y + \beta_1 u_1 - \beta_2 u_2 + \dots - (-1)^n \beta_n u_n \qquad (1)$$

α désigne encore un facteur d'échelle arbitraire. Les coefficients β_1, β_2,..., β_n, doivent être choisis de façon que le signal z ne contienne pas les termes parasites en $e^{-b_i t}$, on trouve, en notation matricielle que :

$$\begin{Vmatrix} \dfrac{1-e^{b_1\lambda_1}}{b_1} & \dfrac{(1-e^{b_1\lambda_1})(1-e^{b_1\lambda_2})}{b_1^2} & \dots & \displaystyle\prod_{k=1}^{n}\frac{(1-e^{b_1\lambda_k})}{b_1^n} \\ \dfrac{1-e^{b_2\lambda_1}}{b_2} & \dfrac{(1-e^{b_2\lambda_1})(1-e^{b_2\lambda_2})}{b_2^2} & \dots & \displaystyle\prod_{k=1}^{n}\frac{(1-e^{b_2\lambda_k})}{b_2^n} \\ \vdots & & & \\ \dfrac{1-e^{b_n\lambda_1}}{b_n} & \dfrac{(1-e^{b_n\lambda_1})(1-e^{b_n\lambda_2})}{b_n^2} & \dots & \displaystyle\prod_{k=1}^{n}\frac{(1-e^{b_n\lambda_k})}{b_n^n} \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{Vmatrix} = \alpha \begin{Vmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{Vmatrix}$$

Il est à noter que tous les termes de la matrice carrée sont connus, le calcul des β_i revient donc à l'inversion de cette matrice.

Les opérations d'intégration et de sommation mises en jeu pour la réalisation du système (S') et de l'équation (1) s'effectuent aisément à l'aide d'amplificateurs opérationnels tels que ceux employés habituellement en calcul analogique.

Le schéma logique correspondant est donné par la figure 2, page suivante.

En appliquant le signal z défini par l'équation (1) à un amplificateur logarithmique, on déduit immédiatement, après différentiation, la valeur du paramètre a par :

$$a \equiv \frac{1}{z}\frac{dz}{dt}. \qquad (3)$$

Faisons l'application de la méthode qui précède au cas particulièrement simple où il y a un seul parasite :

$$y = Ae^{at} + Be^{-bt}$$

$$u(t) = \frac{A}{a}(1-e^{-a\lambda})e^{at} - \frac{B}{b}(1-e^{b\lambda})e^{-bt}$$

$$z = Ae^{at}\left(\alpha + \beta\frac{1-e^{-a\lambda}}{a}\right) + Be^{-bt}\left(\alpha - \beta\frac{1-e^{b\lambda}}{b}\right).$$

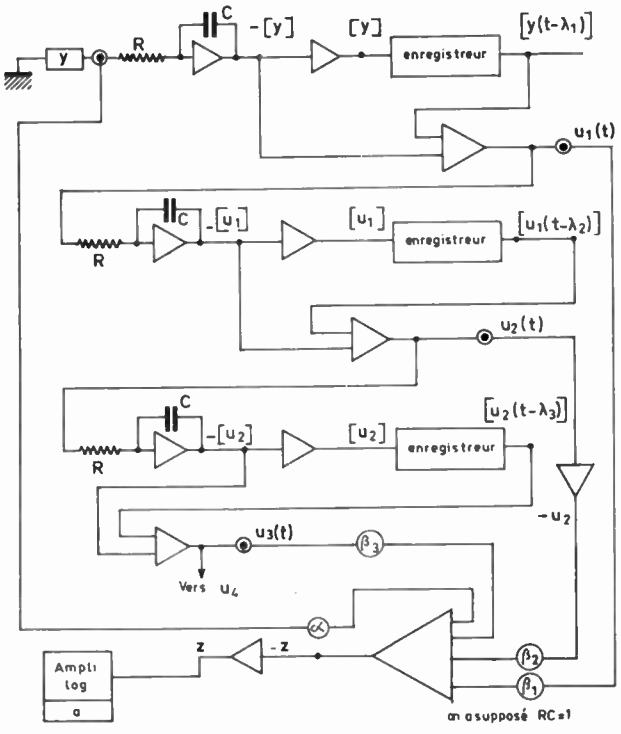


FIG. 2.

Prenons :

$$\beta = \alpha \frac{b}{1-e^{b\lambda}}.$$

Le signal z se réduit alors à :

$$z = \alpha A e^{at}\left(1 + \frac{b}{a}\frac{1-e^{-a\lambda}}{1-e^{b\lambda}}\right)$$

d'où :

$$a = \frac{1}{z}\frac{dz}{dt}.$$

En résumé, on voit qu'au phénomène naturel assujetti à un amortissement caractérisé par des constantes de temps $1/b_1$, $1/b_2$,..., $1/b_n$ dont les valeurs peuvent être très gênantes, on a substitué un signal caractérisé par des retards de temps λ_1, λ_2,..., λ_n lesquels peuvent être choisis délibérément à la convenance de l'opérateur.

La méthode d'élimination des parasites par intégrations successives est en principe plus compliquée que celle procédant par dérivation. Néanmoins l'intégration est une opération sûre pouvant être répétée plusieurs fois sans introduire d'erreurs appréciables et la méthode correspondante nous paraît devoir être préférée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] POZWOLSKI A. — Filtre pour signaux exponentiels. *L'Onde Electrique*, n° 424-425, juillet-août 1962.

[2] BONNET G. — Réseaux intégrateurs de précision pour les phénomènes à évolution lente. *Le Journal de Physique*. Supp. au n° 12, t. 19, décembre 1958, p. 140 A-143 A.

[3] BONNET G. DAUTREPPE D. GARIOD R. — Comm. Coll. Internat. Magnétisme, Grenoble 1958.

[4] ANGOT A. — Complément de Mathématiques à l'usage des ingénieurs. Editions de la Revue d'Optique.

CIRCUIT ANTI-DISTORSION POUR LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS A LAMPES ET A TRANSISTORS

PAR

R. LEGROS

Professeur à la Faculté des Sciences de Caen
Directeur du Laboratoire d'électronique des semiconducteurs

et

R BESNARD

Diplômé d'études supérieures et d'études supérieures techniques, Caen

Introduction

Les lampes et les transistors sont des éléments actifs non linéaires. Il en résulte que si un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée d'un étage amplificateur, on observe un signal de sortie de même fréquence mais *non sinusoïdal*; il peut donc être décomposé en série de Fourier :

$$A_1 \cdot \sin(\omega t+\varphi_1)+A_2 \cdot \sin(2\omega t+\varphi_2)+\ldots$$

Les composantes de fréquences $2\omega,\ldots,n\omega$, multiples de la fréquence du signal d'entrée, sont des signaux indésirables dans les amplificateurs non sélectifs, donnant une distorsion particulièrement gênante dans certains cas, (spécialement dans la reproduction sonore de haute qualité). La distorsion *totale* D, est définie par le rapport $D=\sqrt{A_2^2+A_3^2+\ldots}/A_1$. On peut aussi définir les distorsions *partielles* D_2, D_3,... relatives à chacune des composantes harmoniques $A_2 \cdot \sin(2\omega t+\varphi_2)$,... :

$$D_2=\frac{A_2}{A_1}\ ,\quad D_3=\frac{A_3}{A_1}\ ,\ldots$$

Nous nous proposons de décrire un circuit simple, nécessitant deux résistances, un condensateur et une diode qui, ajouté à un étage classique à lampe ou à transistor, réduit notablement sa distorsion, (par un facteur souvent largement supérieur à 5) et, en général, ne modifie pas notablement son gain. Pour la simplicité du langage nous nommerons ce circuit : circuit *anti-distorsion* (AD) et étage anti-distorsion un étage qui l'emploie.

ÉTAGES AMPLIFICATEURS A LAMPE A TRÈS FAIBLE DISTORSION

1. Etage amplificateur classique à triode, à résistance de cathode shuntée

Nous partons de l'étage classique à résistance de charge et résistance de cathode shuntée (fig. 1). Il utilise une pentode EF86 connectée en triode.

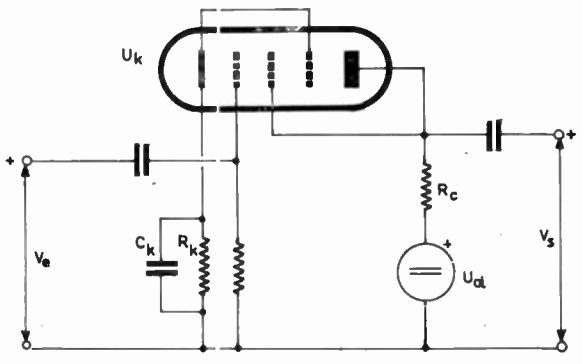


FIG. 1. — Schéma d'un étage amplificateur classique à triode

La caractéristique dynamique de cet étage, pour $R_c = 56$ kΩ et $U_{al} = 250$ V, est représentée sur la figure 2. Elle est du type parabolique au voisinage du point de repos R ($U_k = 3{,}2$ V), de sorte qu'il faut s'attendre à une distorsion due principalement au second harmonique. C'est bien ce que montre

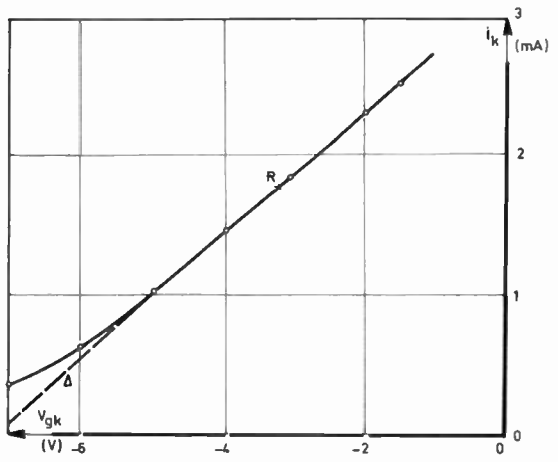


FIG. 2. — Caractéristique dynamique d'un étage à triode EF86 pour $R_a = 56$ kΩ et $U_{at} = 250$ V.

la figure 3. Le gain de l'étage est $G' = 24$. On voit que la distorsion n'est nullement négligeable puisque, pour une tension de sortie de 10 V, elle est de 0,8 %.

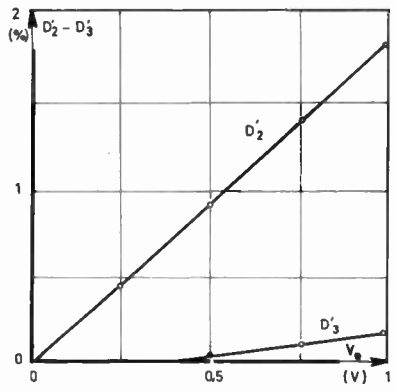


FIG. 3. — Distorsions D'_2 et D'_3 de l'étage de la figure 1, en fonction de V_e, quand $U_k = 3{,}2$ V.

2. Principe du circuit anti-distorsion

Si nous traçons sur la figure 2 la droite Δ qui passe par les points de la caractéristique correspondant à −2,5 et −3 V, nous voyons qu'elle est pratiquement confondue avec la caractéristique au-dessus de $V_{gk} = -4$ V, mais qu'elle s'en écarte assez rapidement au-dessous : pour chaque valeur de V_{gk} le courant i_k est supérieur à ce qu'il devrait être si la caractéristique était linéaire (droite Δ). On supprimerait donc la distorsion si, pour chaque valeur de V_{gk} (en fait pour $V_{gk} < -3{,}2$ V), on diminuait le courant jusqu'à amener le point de fonctionnement sur Δ.

Un moyen simple pour obtenir ce résultat consiste à introduire une réaction négative d'intensité, donc une diminution du courant de cathode. Cependant, contrairement aux circuits classiques à réaction négative, cette résistance *ne doit pas être constante* puisqu'elle doit réduire i_k de quantités Δi_k qui augmentent quand $-V_{gk}$ augmente, c'est-à-dire quand i_k *diminue*.

On peut procéder de la façon suivante pour obtenir les valeurs de cette résistance, ρ_k. Supprimons, sur le circuit de la figure 1, l'ensemble R_k, C_k et remplaçons-le par une résistance constante R'_k non shuntée : à chaque valeur de R'_k, il correspond une caractéristique dynamique. Ces courbes n'étant pas très différentes les unes des autres, il n'est possible de les représenter que sur un graphique de grandes dimensions, ce qui ne peut être fait ici. On sait cependant que leur forme générale est celle de la figure 4, où les écarts ont été exagérés afin de rendre le graphique plus clair.

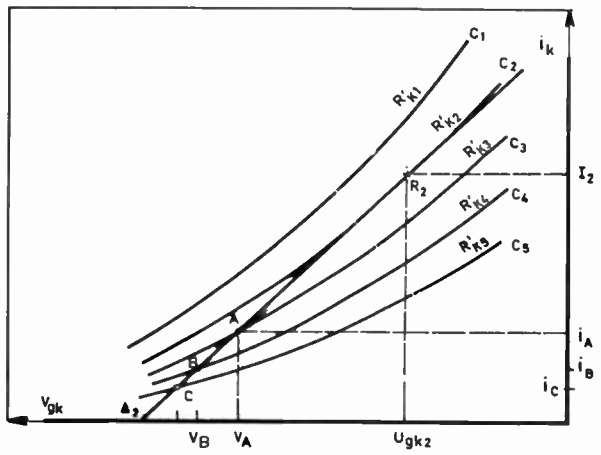


FIG. 4. — Forme des caractéristiques dynamiques quand une résistance R'_k est inserrée dans le circuit de cathode.

Chaque courbe : C_1, C_2,... est caractérisée par une résistance : R'_{k1}, R'_{k2} ... fixe, $(R'_{k1} < R'_{k2} < \ldots)$. Choisissons par exemple le point de repos R_2 sur la courbe C_2 et traçons la tangente Δ_2, à C_2 passant par R_2. Cette droite représente la caractéristique idéale, linéaire, dont il est souhaitable de se rapprocher le plus possible. Nous admettrons que Δ_2 coïncide avec C_2 lorsque le point de fonctionnement est *au-dessus* de R_2, et que l'écart n'est important qu'au-

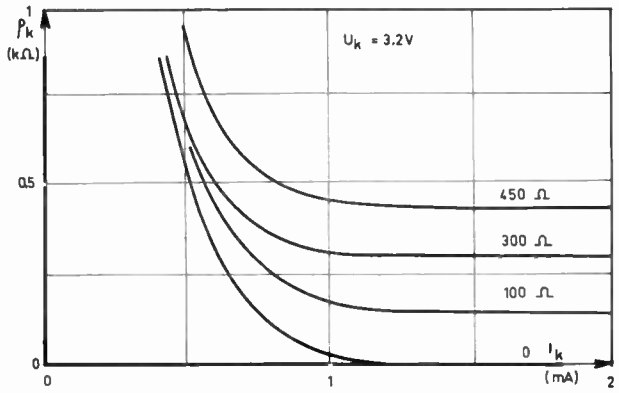


FIG. 5. — Variations de la résistance ρ_k de cathode linéarisant la caractéristique dynamique de l'étage à triode.

dessous de R_2. La droite Δ_2 coupe les courbes C_3, C_4... en A, B..., de coordonnées (v_A, i_A),..., ce qui signifie que la résistance variable ρ_k doit être égale à R'_{k2} quand $V_{gk} > U_{gk2}$ (ou $i_k > I_2$), à R'_{k3} quand $V_{gk} = v_A$ ($i_k = I_A$), etc. On peut donc tracer la variation de ρ_k en fonction du courant de cathode, telle que la caractéristique résultante soit linéaire. La figure 5 représente les variations relevées sur le réseau *réel* de caractéristiques dynamiques $i_k(V_{gk}, R'_k)$.

Ces courbes ont été obtenues en supposant :

1) une polarisation U_{gk} constante, égale à $-3{,}2$ V,

2) que la caractéristique réelle est linéaire pour $V_{gk} > U_{gk}$,

3) que le point de repos est situé successivement sur les caractéristiques relatives à $R'_k = 0$, 150, 300 et 450 Ω.

Les résistances ρ_k étant non linéaires, il est commode de les caractériser par les courbes $i(u)$, i étant le courant qui les traverse et u la différence de potentiel à leurs bornes. Ces courbes s'obtiennent aisément à partir de la figure 5 ; elles sont représentées sur la figure 6.

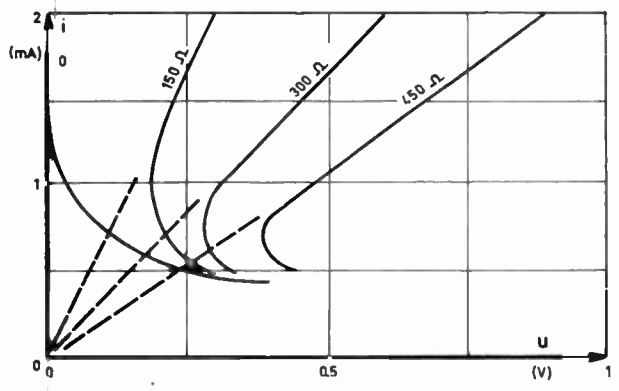


FIG. 6. — Caractéristiques $i(u)$ des résistances ρ_k

Le problème se ramène donc à celui de la réalisation de résistances possédant de telles caractéristiques courant-tension. Nous noterons ρ_0 la valeur, constante, que doit posséder ρ_k lorsque le point de fonctionnement est situé au-dessus du point de repos. Pour les signaux très faibles, la caractéristique idéale est confondue avec la caractéristique réelle, donc $\rho_k = \rho_0$ et le circuit comporte une résistance de cathode non shuntée, qui provoque un effet de réaction négative et diminue le gain de l'étage ; il est donc avantageux, à ce point de vue, de choisir ρ_0 aussi faible que possible. Cependant, quand ρ_0 est très faible, le rapport ρ_k/ρ_0 doit varier dans de très grandes proportions, ce qui cause des difficultés de réalisation. Nous sommes ainsi amenés à choisir pour ρ_0 des valeurs de quelques centaines d'ohms.

3. Réalisation de la résistance non linéaire de cathode

La caractéristique $i(u)$ de ρ_k est représentée schématiquement sur la figure 7 (courbe 1).

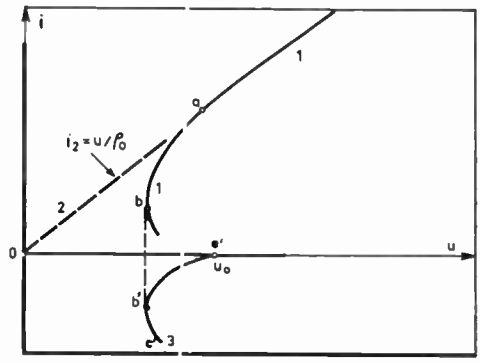


FIG. 7. — Le courant $i(u)$,)courbe 1) peut être considéré comme la somme d'un courant $i_2 = u/\rho_0$ traversant la résistance fixe ρ_0, (droite 2) et d'un courant i_3 fonction de u, (courbe 3).

Le courant i (courbe 1), peut être considéré comme étant la somme du courant $i_2 = u/\rho_0$, traversant la résistance fixe ρ_0, et d'un courant $i_3 = i - i_2$ (courbe 3). Ce courant i_3, non proportionnel à u, est donc le courant qui traverse un nouvel élément non linéaire, E_d, connecté aux bornes de ρ_0 (fig. 8), (nous noterons dorénavant r_k la résistance ρ_0).

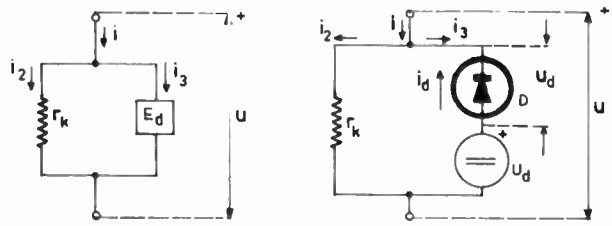


FIG. 8. — *A gauche*, la résistance ρ_k peut être constituée par une résistance r_k fixe, shuntée par un nouvel élément non linéaire, E_d, dont la caractéristique courant-tension est représentée par la courbe 3 de la figure 7.

FIG. 9. — *A droite*, utilisation d'une diode polarisée pour réaliser l'élément non linéaire E_d de la figure 8.

La forme de la variation de i_3, nul pour $u > u_0$ et croissant rapidement en valeur absolue, pour $u < u_0$ (branche $a'b'$ de la courbe 3, fig. 7), incite à utiliser une diode comme l'indique la figure 9.

La différence de potentiel anode-cathode de la diode est $u_d = U_d - u$, par conséquent le courant i_d de diode est nul (nous négligeons le courant de saturation) quand $u > U_d$, et il croît rapidement quand $u < U_d$; on a alors $i_3 = -i_d$. On voit ainsi que ce circuit simple permet de réaliser un élément dont la caractéristique $i(u)$ *ressemble* à celle qui est désirée,

du moins en partie car il n'est pas possible d'atteindre le point b' (fig. 7) où $di/du = 0$, et encore moins, si l'on peut dire, la portion $b'c'$.

Les courbes de la figure 10 représentent des réseaux de caractéristiques $i(u)$ relevées sur le circuit de la figure 9 dans le cas où $r_k = 340\ \Omega$, et la diode est une OA79 (a) ou une AAZ12 (b). Les différentes courbes sont relatives à diverses valeurs de la polarisation U_d de la diode.

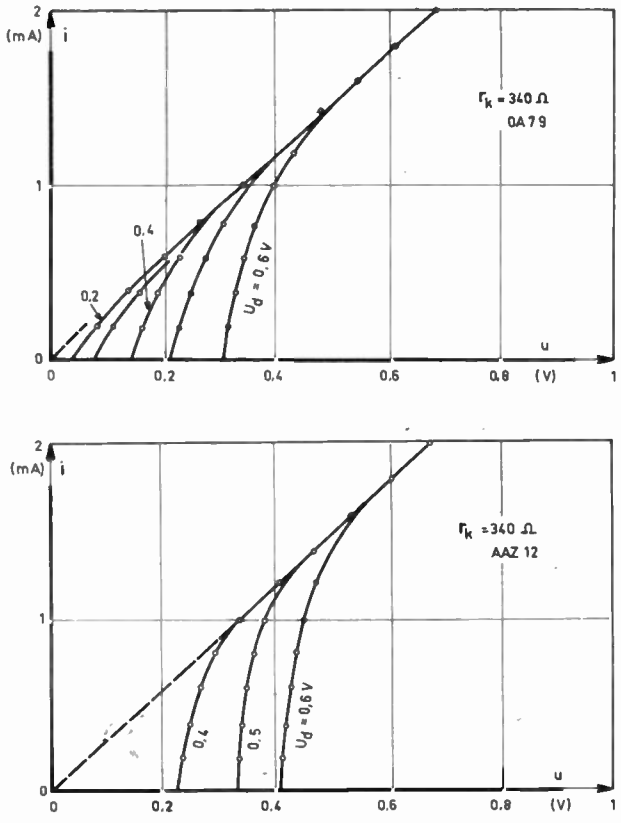


FIG. 10. — Réseaux de caractéristiques $i(u)$ du circuit de la figure 9.

La variation $i_3(u)$, déduite des courbes expérimentales de la figure 6, permet en principe de déterminer la caractéristique $i_d(u_d)$ de la diode à utiliser pour réaliser la variation cherchée de ρ_k. Mais on voit que la portion intéressante de courbe, ($a'b'$ sur la fig. 7), est celle qui correspond aux valeurs de ρ_k peu différentes de ρ_0, c'est-à-dire aux points de fonctionnement peu éloignés du point de repos : c'est donc dans cette région, qui est la seule utile en pratique, que ρ_k est le plus mal connu, de sorte qu'il est illusoire d'essayer de rechercher la meilleure diode, et les meilleures valeurs de r_k et U_d à partir des relevés de caractéristiques. La seule méthode efficace consiste à mesurer les distorsions résiduelles D_2, D_3,... et à essayer de les réduire le plus possible en agissant sur les paramètres dont on dispose : polarisation de cathode, r_k, U_d, et diode. On peut cependant noter que les courbes $i(u)$ de la figure 10b s'écartent plus franchement de la droite $i = u/r_k$ que celles de la figure 10a ; il semble donc, (cf. fig. 7) que la diode AAZ12 est probablement préférable à la diode OA79. C'est ce que les résultats confirmeront.

4. Essais d'un étage amplificateur comportant un circuit anti-distorsion

Les mesures de distorsion ont été faites sur l'étage dont le schéma est donné par la figure 11.

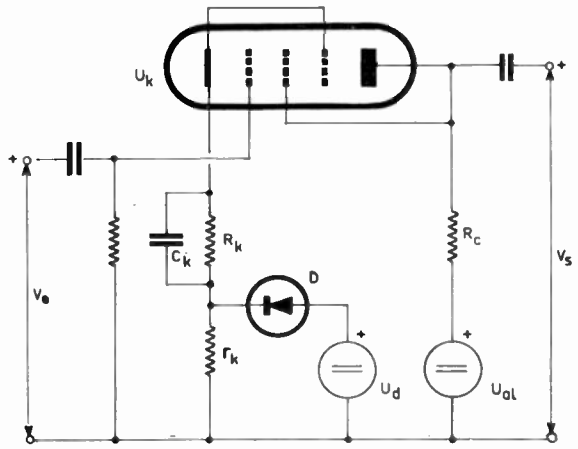


FIG. 11. — Schéma de l'étage à circuit anti-distorsion, (A.D.), sur lequel ont été faites les premières mesures de distorsion résiduelle

La lampe est une EF86 connectée en triode, (lampe repérée sous le numéro 1). On a $U_{al} = 250$ V ; $R_c = 56$ kΩ ; $R_k = 1{,}5$ kΩ ; $U_k = 3{,}1$ V. La distorsion du signal d'entrée V_e est inférieure à 0,01 %, donc tout à fait négligeable. Les variations des distorsions résiduelles partielles D_2 et D_3 ont été relevées en fonction de V_e (en général jusqu'à 1,5 V_{eff}) pour différentes valeurs de r_k, de U_d, ainsi que pour les diodes OA79 et AAZ12. On a également mesuré la distorsion D', (constituée en fait uniquement par l'harmonique 2) de l'étage sans circuit AD, afin d'apprécier l'amélioration qu'apporte le nouveau circuit.

Les divers paramètres : U_k ; r_k ; U_d,... ont des effets compliqués et interdépendants, de sorte qu'il n'est pas facile de les classer clairement.

4.1. INFLUENCE DE LA CARACTÉRISTIQUE DE LA DIODE

Des mesures ont été faites avec les deux diodes et plusieurs valeurs de r_k. Les figures 12 et 13 indiquent les résultats obtenus pour $r_k = 330\ \Omega$ et $220\ \Omega$, (dans chaque cas U_d est ajusté de façon à obtenir la courbe de distorsion qui semble la meilleure).

Quelle que soit la diode et la valeur de r_k, l'harmonique 2 est toujours fortement réduit, et davantage par la AAZ12 que par la OA79. La variation $D_2(V_e)$ est d'allure parabolique, (sauf parfois aux faibles

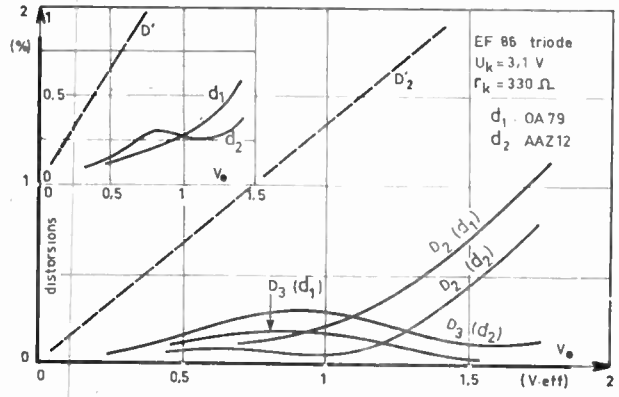


FIG. 12. — Distorsion D' de l'étage sans circuit $A.D$ et de l'étage avec circuit $A.D.$ pour $r_k = 330\ \Omega$. Diodes OA79 et AAZ12. Les courbes repérées (d_1) et (d_2) sont relatives respectivement à la OA79, ($U_d = 0{,}67$ V) et à la AAZ12, ($U_d = 0{,}60$ V). On a dessiné en haut à gauche du graphique, les variations des distorsions totales dans les trois cas : pas de diode, d_1, d_2.

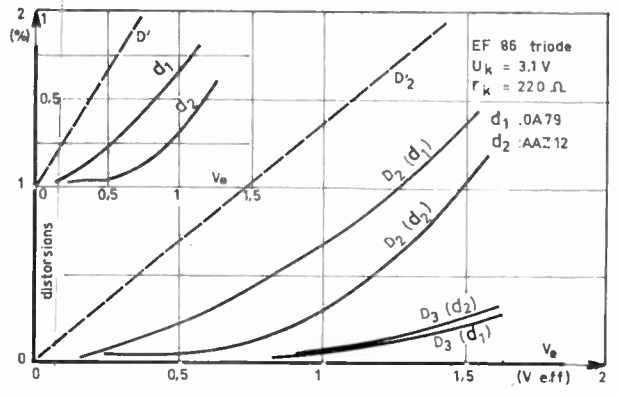


FIG. 13. — Mêmes mesures que pour la figure 12, mais $r_k = 220\ \Omega$. Avec la diode d_1 : $U_d = 0{,}54$ V ; avec d_2 : $U_d = 0{,}50$ V

valeurs de V_e) tandis qu'elle est pratiquement linéaire dans l'étage classique. Pour $V_e = 1$ V_{eff}, (soit environ 60 V crête-à-crête, $G = 21$) les distorsions sont réduites dans des rapports qui atteignent 6 (cas de la OA79) et près de 25 (pour la AAZ12) quand $r_k = 330\ \Omega$.

Les variations de D_3 sont plus compliquées. On peut dire que, dans la zone intéressante ($V_e < 1$ V_{eff}), le circuit AD *accroît* D_3 quelle que soit la diode et la valeur de r_k. Pour que cet effet ne soit pas gênant, il suffit que D_3 reste suffisamment faible, condition le plus souvent satisfaite. Contrairement à ce qui se produit pour l'harmonique 2, la diode AAZ12 donne toujours une distorsion plus forte que celle qui est produite par la OA79. Cependant, pour les faibles valeurs de r_k (inférieures à 250 Ω), la AAZ12 donne une distorsion résiduelle totale beaucoup plus faible que celle de la OA79 (fig. 13).

4.2. INFLUENCE DE LA VALEUR DE r_k

D'une façon un peu sommaire, on peut dire que r_k agit en sens inverse sur D_2 et sur D_3 : l'augmentation de r_k diminue D_2, mais augmente D_3, faisant apparaître un maximum vers $V_e = 0{,}7$ à $0{,}8$ V_{eff} puis un minimum très marqué ($D_3 \simeq 0$) pour $V_e \simeq 1{,}5$ V_{eff}. Ce minimum est cependant de peu d'intérêt car D_2 est généralement compris entre 0,5 et 1,5 % pour cette tension d'entrée (fig. 12 et 13), de sorte qu'il est avantageux de choisir une faible valeur pour r_k : 220 à 240 Ω pour la diode AAZ12, et 250 à 300 Ω pour la OA79.

La comparaison des distorsions résiduelles obtenues avec les deux diodes et diverses résistances r_k montre qu'on obtient les meilleurs résultats avec la AAZ12 et $r_k = 230\ \Omega$. Les mesures ultérieures seront toutes faites avec la diode AAZ 12.

4.3. INFLUENCE DE LA POLARISATION U_d DE LA DIODE

La valeur de U_d a une influence très marquée sur la distorsion résiduelle. Les courbes de la figure 14 ont été relevées d'une part sans circuit AD, d'autre part avec $r_k = 240\ \Omega$ et $U_d = 0{,}45$, 0,50 et 0,55 V.

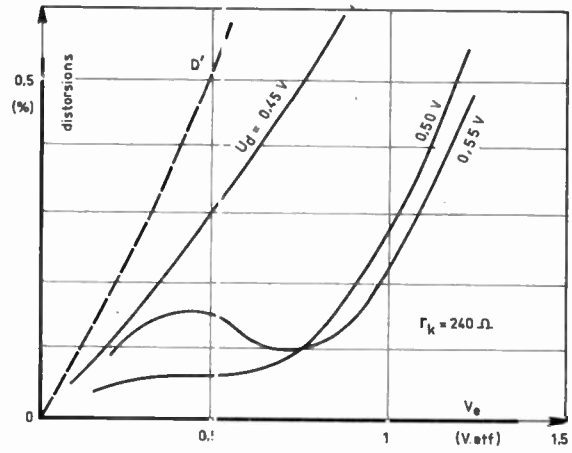


FIG. 14. — Influence de U_d sur la distorsion résiduelle totale.

On voit que la valeur la plus satisfaisante est $U_d = 0{,}50$ V puisque la distorsion ne dépasse pas 0,06 % jusqu'à $V_e = 0{,}6$ V_{eff}, c'est-à-dire : $V_s \simeq 12$ V_{eff} ; dans ce cas, le circuit AD divise par 9 la distorsion de l'étage.

Remarque. Toutes les mesures rapportées précédemment sont relatives à $U_k = 3{,}1$ V. La valeur de la tension de polarisation a une influence sur la distorsion résiduelle. Ce point sera examiné plus loin. Notons encore que l'introduction du circuit AD n'a presque pas d'influence sur le gain de l'étage (inférieure à 5 %, en général) surtout pour les faibles valeurs de r_k).

5. Schéma définitif de l'étage amplificateur à triode à très faible distorsion

Les mesures rapportées jusqu'ici ont été faites sur le circuit de la figure 11, la tension de polarisation U_d étant obtenue à partir d'une source stabilisée. Il est naturellement nécessaire de remplacer cette source par un dispositif plus simple. On y arrive aisément quand on remarque que la diode est traversée par un courant moyen i_d à peu près indépendant de V_e, (140 μA pour $r_k = 220\,\Omega$). On peut donc obtenir U_d en partant d'une force électromotrice U_0 et en la reliant à l'anode de la diode au moyen d'une résistance $R_d = (U_0 - U_d)/i_d$; un condensateur de forte capacité, C_d, est connecté entre l'anode de la diode et le fil de masse, afin d'assurer la constance de U_d malgré les variations instantanées de i_d. On peut prendre pour U_0 la tension d'alimentation U_{al} du circuit d'anode : R_d vaut alors U_{al}/i_d c'est-à-dire 250/140 = 1,8 MΩ dans le cas considéré. Cette méthode est criticable car les variations de U_{al} se répercutent sur U_d, et il est préférable de connecter la résistance R_d à la cathode de la lampe, le potentiel U_k étant partiellement stabilisé par la résistance R_k. On a alors $R_d = (U_k - U_d)/i_d$, (18,5 kΩ, dans le cas considéré).

On obtient ainsi le schéma (fig. 15) de l'étage amplificateur à triode à très faible distorsion.

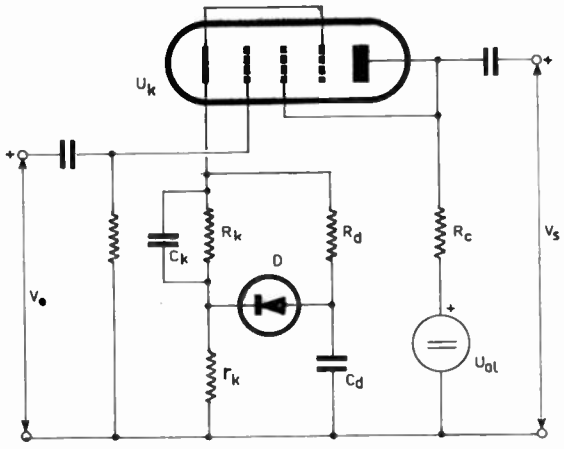


FIG. 15. — Schéma d'un étage amplificateur à très faible distorsion. La tension de polarisation de la diode est obtenue au moyen de la résistance R_d et du condensateur C_d.

Cet étage ne nécessite, en plus des éléments du circuit classique, que deux résistances, un condensateur et une diode. Nous avons comparé sa distorsion avec celle de l'étage de la figure 11 (tension U_d stabilisée). On constate une très légère modification de la répartition des distorsions D_2, D_3,... mais la distorsion totale reste inchangée. Le circuit de la figure 15 est donc tout à fait satisfaisant.

6. Mesures complémentaires

Diverses autres mesures ont été faites sur le circuit de la figure 15. Nous allons rapporter brièvement les plus intéressantes.

6.1. Valeur de la capacité du condensateur C_d

Des mesures de la distorsion résiduelle ont été faites à diverses fréquences. Il a été constaté que les qualités du circuit ne dépendent pas de la fréquence, en particulier aux fréquences basses, à condition que C_d ait une capacité suffisante. A 75 Hz, C_d doit être au moins égal à 320 μF, (on notera que la tension de fonctionnement de ce condensateur est toujours voisine de 0,5 V).

6.2. Influence de la polarisation de grille

Des mesures ont été faites avec des tensions U_{gk} différentes de −3,1 V. La figure 16 permet de comparer les distorsions totales, d'une part de l'étage sans circuit AD, d'autre part avec ce circuit dans les cas où $U_{gk} = -3{,}1$ et $-2{,}3$ V, ($R_c = 56$ kΩ). Pour $U_{gk} = -2{,}3$ V, on a $R_k = 930$ Ω, $r_k = 215$ Ω, $R_d = 9{,}8$ kΩ. Cette polarisation est avantageuse dans le cas des fortes tensions d'entrée puisque, pour $V_e = 1$ V_{eff}, la distorsion résiduelle est inférieure à 0,25 %.

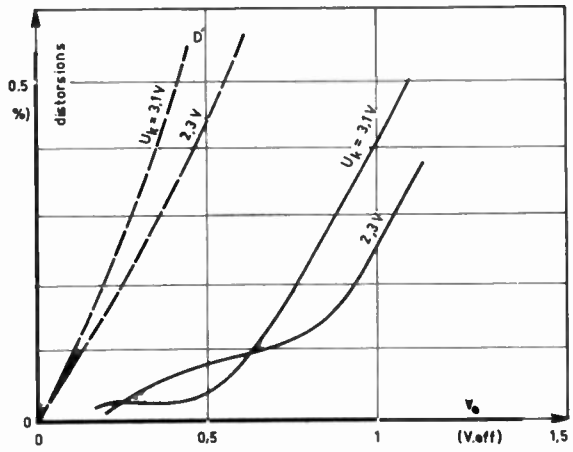


FIG. 16. — Distorsions totales pour $U_k = 3{,}1$ et 2,3 V. $R_c = 56$ kΩ. Circuit de la figure 15.

6.3. Influence de la valeur de la résistance de charge

Toutes les mesures précédentes ont été faites avec $R_c = 56$ kΩ. Nous avons recherché l'influence de R_c sur la distorsion résiduelle en traçant les réseaux (semblables à ceux des figures 12 et 13) pour $R_c = 47$, 56, 68, 82 et 100 kΩ, lorsque $U_k = 2{,}5$ V. Les mesures ont montré que, quelle que soit R_c, la tension U_d peut être égale à 0,55 V. La figure 17 donne, à titre d'exemple, les distorsions D et D' pour $R_c = 100$ kΩ. On a dans ce cas : $R_k = 1{,}6$ kΩ, $r_k = 360\,\Omega$, $G' = 31$, $G = 28{,}5$.

On voit que les résultats sont spécialement bons, la distorsion dépassant à peine 0,1 % jusqu'à $V_e = 1$ V_{eff}, (80 V crête-à-crête). Les courbes de la figure 18 résument les résultats obtenus.

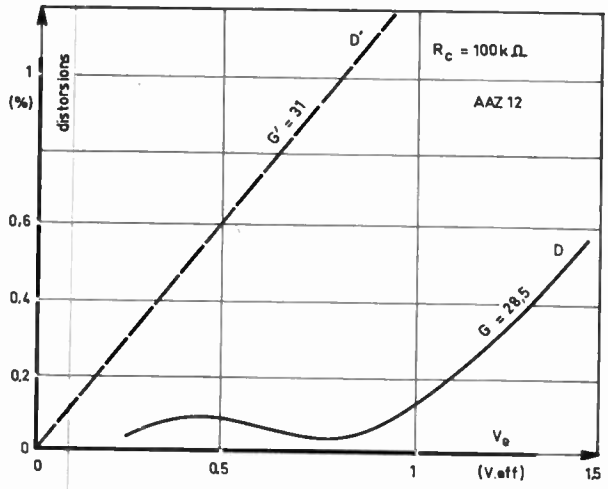


FIG. 17. — Courbes de distorsions totales, d'une part, de l'étage classique, (courbe D'), d'autre part, de l'étage avec circuit $A.D$, (courbe D). U_k = 2,5 V, U_d = 0,55 V.

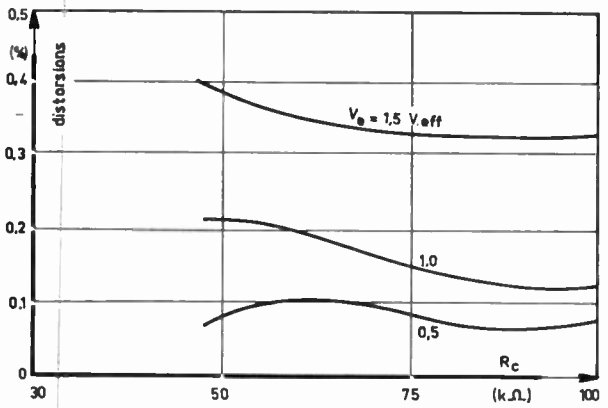


FIG. 18. — Distorsions résiduelles, en fonction de la résistance de charge, pour trois valeurs de la tension d'entrée, U_k = 2,5 V, U_d = 0,55 V.

6.4. INFLUENCE DES CARACTÉRISTIQUES DE LA TRIODE

Les distorsions totales D et D' ont été mesurées (circuit de la fig. 15), pour six lampes EF86 non sélectionnées. Les résultats sont donnés par la figure 19, (R_k = 1,5 kΩ, r_k = 220 Ω, R_c = 56 kΩ, R_d = 18 kΩ).

Les six droites passant par l'origine donnent les distorsions D' des étages sans circuit AD. On voit que la lampe n° 1 est spécialement bonne, à notre point de vue, et la lampe n° 3 particulièrement mauvaise. Si l'on prend pour moyenne les courbes correspondant aux lampes n° 2 et 4, on constate que, pour un signal d'entrée de 1 V_{eff}, (sortie : 24 V_{eff}) la, distorsion est divisée par 3,5, (plus de 5 pour L_1, à peine 2 pour L_3) ; pour V_e = 0,5 V_{eff}, elle est divisée en moyenne par 8. Avec la lampe L_3, en prenant r_k = 330 Ω, la courbe de distorsion redevient à peu près normale : réduction à 1/8 pour V_e = 1 V_{eff} et à 1/6,5 pour 0,5 V_{eff}.

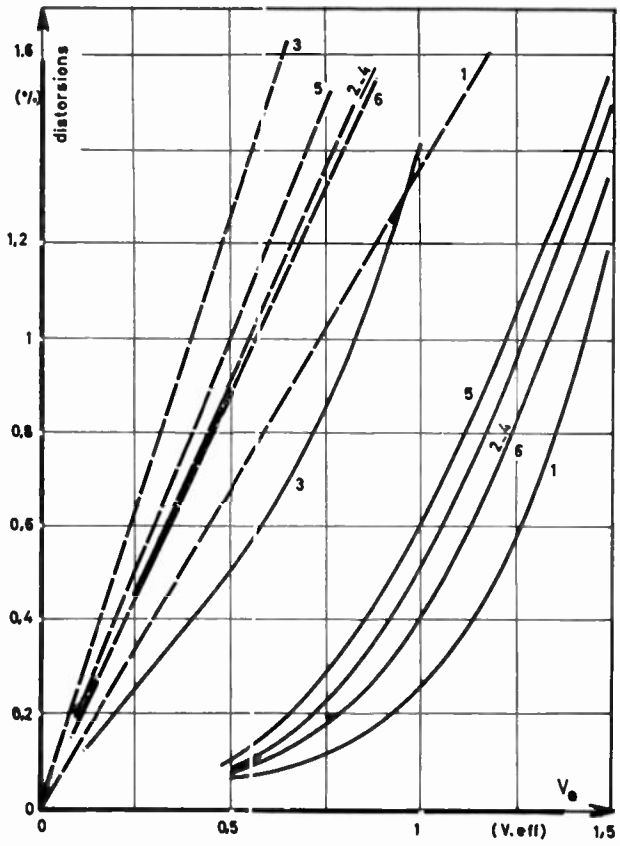


FIG. 19. — Effet du remplacement d'une lampe par une autre de même type.

On constate aussi qu'une lampe qui donne plus de distorsion qu'une autre (de même type) dans le montage classique, est aussi moins bonne quand on lui applique le circuit AD. Enfin, aux faibles niveaux ($V_e \leqslant$ 0,5 V_{eff}), la dispersion des distorsions résiduelles est faible, ce qui indique que les valeurs des éléments du circuit anti-distorsion ne sont pas critiques.

Rappelons que les mesures jusqu'à la figure 16 incluse ont été faites avec la lampe L_1 ; les mesures à R_c variable (fig. 17 et 18), ont été faites avec L_6.

7. Etage amplificateur à pentode

Les résultats satisfaisants obtenus avec un étage à triode incitent à appliquer le circuit AD à un étage à pentode (fig. 20).

Des mesures ont été faites sur un étage à EF86 (lampe n° 6, fig. 19), avec U_{al} = 250 V et U_e = 140 V. Nous avons tout d'abord relevé les caractéristiques de la lampe chargée par R_c = 47, 56, 68, 82 et 100 kΩ afin de choisir les points de repos (polarisations de grille) les mieux adaptés pour chaque charge : U_k = 2,4, 2,95 et 3,4 V pour R_c = 47, 68 et 100 kΩ respectivement. Les réseaux de distorsion D'_2 D'_3... et D_2, D_3 ,..., sans et avec circuit AD, ont été relevés pour ces différentes valeurs de R_c (les mesures ont été faites en utilisant pour U_d une source de tension stabilisée).

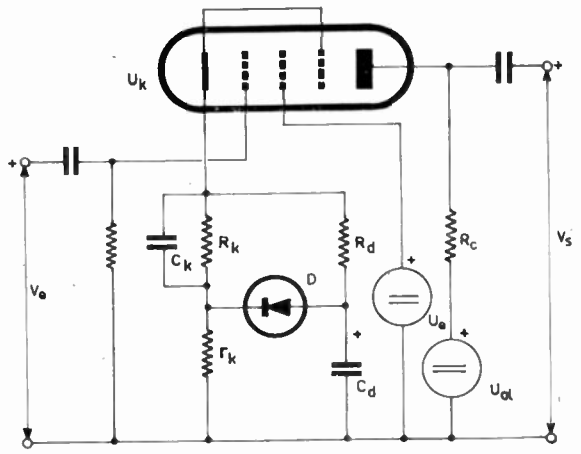


FIG. 20. — Etage amplificateur à pentode à faible distorsion

Les rapports r_k/R_k sont voisins de 1/5 donc, indépendamment de son effet sur la caractéristique dynamique (linéarisation), le circuit anti-distorsion introduit une résistance r_k non négligeable, qui produit un effet de réaction négative dans le circuit de cathode et réduit le gain de l'étage. En fait, le gain G diminue quand R_c augmente : $G = 56$, 50, 46 pour $R_c = 47$, 68 et 100 kΩ, tandis que $G' = 76$, 82 et 82. Si l'on veut comparer les distorsions avec et sans circuit AD, pour différentes résistances de charge, il faut donc le faire non pas en fonction de la tension d'entrée mais en fonction de celle de sortie.

La figure 21 donne, en fonction de V_s, les distorsions totales pour $R_c = 47$, 68 et 100 kΩ, d'une part de l'étage classique, d'autre part de l'étage avec le circuit AD (dans chaque cas R_k est choisi de façon que U_k ait la valeur désirée).

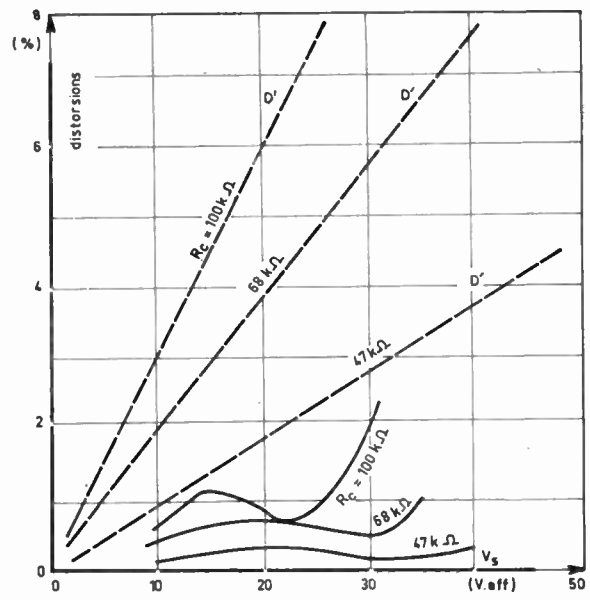


FIG. 21. — Distorsions totales d'étages à pentode sans, et avec circuit *A.D*, pour trois valeurs de R_c

L'amélioration apportée par le circuit anti-distorsion est encore plus visible sur la figure 22 dont chaque courbe donne, en fonction de V_s, le rapport $\rho = D'/D$ de la distorsion de l'étage classique, à la distorsion résiduelle de l'étage avec circuit anti-distortion.

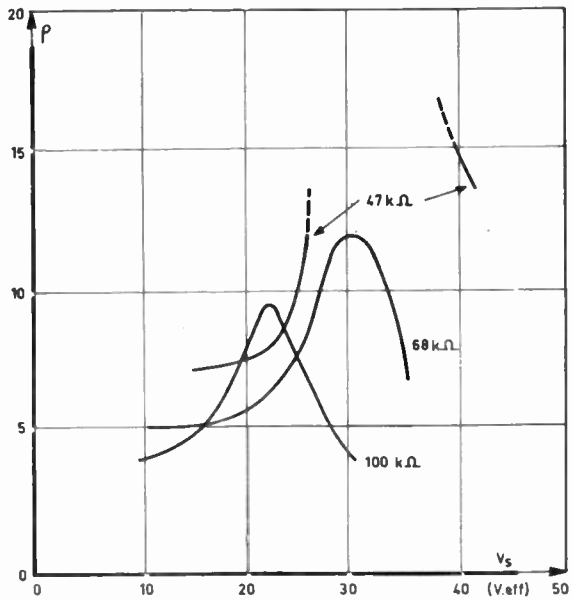


FIG. 22. — Variations de $\rho = D'/D$ en fonction de V_s pour trois valeurs de R_c

On voit qu'il est avantageux de choisir une résistance de charge assez faible (47 ou 56 kΩ semblent être de bonnes valeurs) puisque, d'une part, elles donnent un gain plus grand et que, d'autre part, elles ne laissent subsister qu'une distorsion résiduelle plus faible (le rapport ρ est largement supérieur à 20 pour $R_c = 47$ kΩ et V_s voisin de 30 V_{eff}).

ÉTAGES AMPLIFICATEURS À TRANSISTORS À TRÈS FAIBLE DISTORSION

8. Position du problème

L'étude de la distorsion d'un étage à transistor est moins simple que celle d'un étage à lampe. Dans ce dernier cas, en effet, le fonctionnement de l'étage est le même qu'il soit, ou non, connecté à un second étage car l'impédance d'entrée de celui-ci est pratiquement infinie et ne modifie donc pas les conditions de fonctionnement du premier étage.

Dans le cas d'un étage à transistor, il en va tout autrement. On sait, en effet, que les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CB}, I_B)$ sont remarquablement linéaires et que la caractéristique $V_{CB}(I_B)$ est presque dénuée de distorsion, à l'encontre de ce qui a lieu quand l'élément actif est une lampe. Cependant la commande de l'étage est rarement faite par un générateur de cou-

rant, de sorte que la résistance d'entrée (différentielle) de l'étage doit être prise en considération. Or cette résistance est faible et fortement non linéaire : la distorsion de l'étage est due principalement à son circuit d'entrée.

Il en résulte que le fonctionnement de l'étage est tout à fait différent selon qu'il est soit un étage de sortie chargé par une impédance linéaire, soit un étage intermédiaire chargé par la résistance d'entrée d'un autre transistor.

Dans le cas d'un étage isolé, la caractéristique $I_C(V_G)$, (V_G étant la force électromotrice du générateur), pour une charge et une alimentation fixes, dépend fortement de la valeur de la résistance R_b insérée dans le circuit de base (voir les courbes de la fig. 24*b*) : ce paramètre est l'un des plus importants en ce qui concerne la distorsion. Dans le cas d'un amplificateur à deux étages, il faut, en plus, tenir compte de ce que le second transistor n'est pas nécessairement identique au premier, et faire intervenir la valeur de la résistance de charge du premier étage, qui agit non seulement sur la distorsion de cet étage, mais aussi sur celle du second car sa valeur compte pour une part prépondérante dans la résistance équivalente de base du second transistor.

Les paramètres d'un amplificateur à deux étages sont donc très nombreux et nous ne pouvons envisager de faire ici cette étude ; nous nous limiterons donc à celle d'un étage unique, du type « amplificateur de tension », la charge étant constituée par une résistance.

9. Etage classique à transistor amplificateur de tension

Le schéma de l'étage est représenté sur la figure 23.

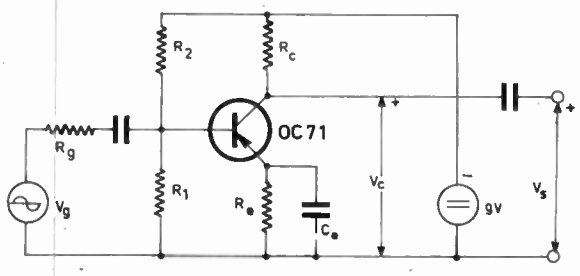


FIG. 23. — Schéma d'un étage classique, amplificateur de tension. $R_c = 7{,}5$ kΩ ; $R_e = 1$ kΩ, $R_1 = 12$ kΩ, $R_2 = 120$ kΩ.

Nous avons tout d'abord relevé les caractéristiques dynamiques $I_C(V_G, R_b)$ sur le circuit de la figure 24*a*.

On observe une forte non-linéarité des courbes pour les faibles valeurs de R_b et l'on remarque, ce qui est important, que leur forme est tout à fait semblable à celle des caractéristiques d'une triode ; on peut donc prévoir qu'il sera possible de réduire notablement la distorsion de l'étage puisque le problème se présente de la même façon que pour un étage à triode. Cependant différents réglages du circuit anti-distorsion seront nécessaires, selon la valeur de la résistance R_b de base.

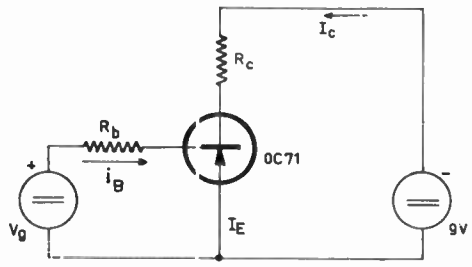


FIG. 24 a).

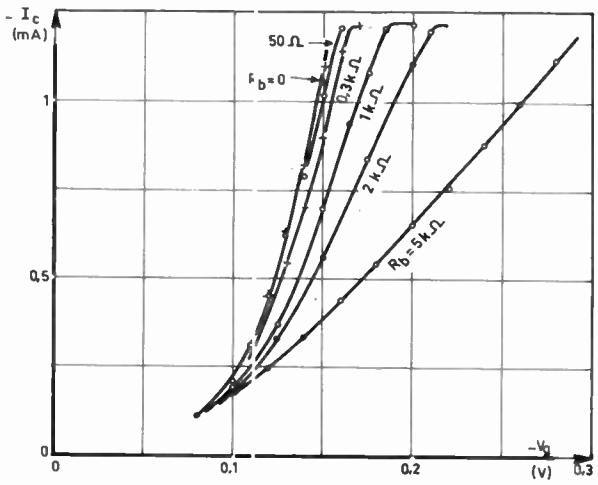


FIG. 24 b). — Caractéristiques $I_C(V_g, R_b)$ relevées sur le circuit de la figure a. $R_e = 7{,}5$ kΩ.

La distorsion diminuant quand R_b augmente, il est avantageux de donner à R_1 et R_2 des valeurs élevées, mais on est limité dans cette voie par le fait que le transistor est très sensible aux variations de température. Pour cette raison, il est recommandé d'utiliser un circuit de stabilisation, constitué par une résistance R_e en série avec l'émetteur (fig. 23). Si l'on caractérise les effets dus à la température par les variations ΔI_{CEO}, on définit le « coefficient de sensibilité S » de l'étage par le rapport $S = \Delta I_C / \Delta I_{CEO}$ et l'on calcule que :

$$S = (1+h_{21E}) \cdot \frac{R_e+R}{R+(1+h_{21E}) \cdot R_e} \qquad R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}.$$

Pour le transistor utilisé dans les mesures, $h_{21E} \simeq 50$; si l'on prend $R_e = 1$ kΩ et $R \simeq 10$ kΩ, on a $S \simeq 9$, valeur raisonnable. Le choix du courant moyen de collecteur (nous prendrons 0,6 mA), et celui de R, définissent les valeurs de R_1 et R_2 :

$$R_1 = 12 \text{ kΩ}, \quad R_2 = 120 \text{ kΩ}.$$

10. Schéma de l'étage amplificateur à faible distorsion

Le schéma de l'étage classique (fig. 23) étant analogue à celui d'un étage à lampe et, de plus, chaque

caractéristique $I_C(V_g)$ étant semblable à une caractéristique de lampe $I_a(V_g)$, nous sommes conduits à utiliser pour l'étage à transistor le circuit qui s'est révélé efficace dans le cas d'un étage à lampe. Il suffit de remarquer qu'ici les sens des courants et les polarités des différences de potentiel sont inversés (cas d'un transistor PNP). Les mesures sont donc faites sur l'étage dont le schéma est représenté sur la figure 25, pour différentes valeurs de la résistance R_g du générateur de tension : 50 Ω, 1 kΩ et 5 kΩ, et pour diverses résistances de charge R_c.

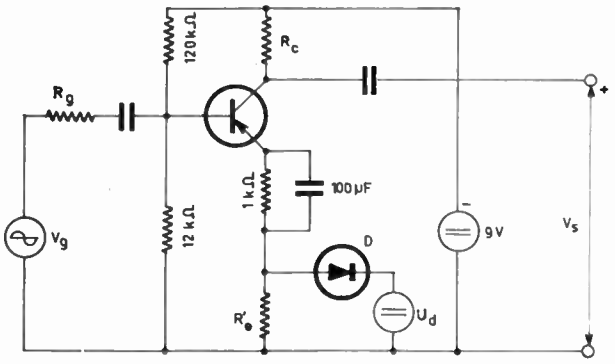


Fig. 25. — Schéma d'un étage amplificateur à transistor à faible distorsion.

11. Mesures

11.1. Distorsion de l'étage quand $R_g = 50$ Ω

Les mesures ont été faites dans trois cas : *a)* sans diode, R'_e introduisant simplement une réaction négative d'intensité, (réduction normale du gain et de la distorsion), *b)* avec une diode OA85, *c)* avec une diode AAZ12.

Les résultats des mesures sont résumés sur les figures 26 et 27.

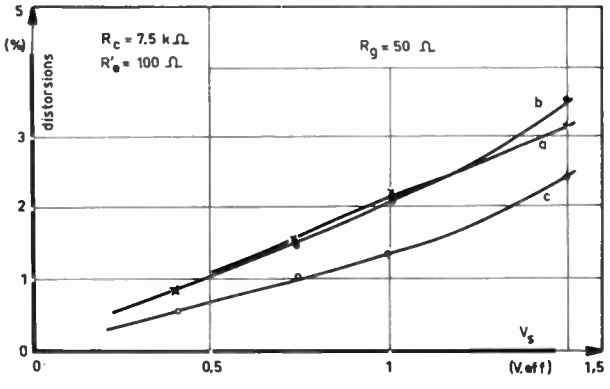


Fig. 26. — Distorsions de l'étage de la figure 25

a) sans diode, $G = 45$
b) avec OA85, $U_d = 0{,}13$ V, $G = 50$
c) avec AAZ12, $U_d = 0{,}15$ V, $G = 50$

On voit qu'il est avantageux d'utiliser une diode à forte conductance directe, d'autant plus que la valeur de R'_e est plus grande. Pour une valeur donnée de R'_e, le circuit anti-distorsion accroît le gain de l'étage. On voit que, pour un gain égal à 45 il faut, sans circuit anti-distorsion, prendre $R'_e = 100$ Ω ; la distorsion est alors de 3,2 % pour $V_s = 1{,}5$ V_{eff}. Avec le circuit AD et la diode AAZ12 on doit prendre $R'_e = 150$ Ω, d'où une distorsion résiduelle de 0,8 % seulement. Pour $V_s = 1$ V_{eff} les distorsions sont respectivement de 2,2 et 0,3 %. L'efficacité du circuit est donc incontestable.

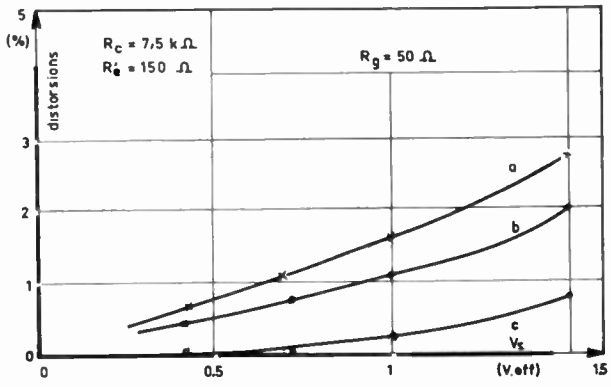


Fig. 27. — Distorsion de l'étage de la figure 25

a) sans diode, $G = 33$
b) avec OA85, $U_d = 0{,}18$ V, $G = 35$
c) avec AAZ12, $U_d = 0{,}19$ V, $G = 45$

11.2. Distorsions résiduelles pour $R_g = 1$ et 5 kΩ

Des mesures ont été faites pour $R'_e = 100$, 200, 220 et 250 Ω. Nous ne rapportons ici que les résultats relatifs à $R_g = 1$ kΩ et $R'_e = 200$ Ω, (fig. 28).

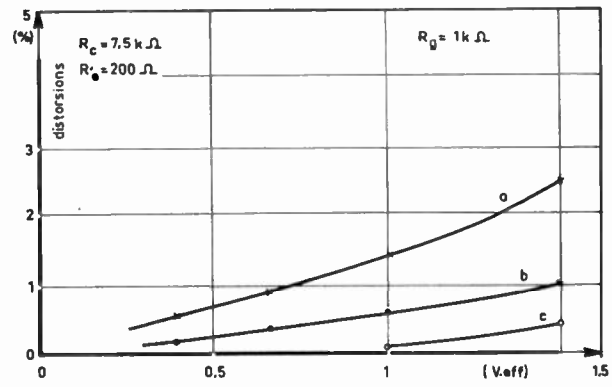


Fig. 28. — Distorsion de l'étage de la figure 25

a) sans diode, $G = 27$
b) avec OA85, $U_d = 0{,}22$ V, $G = 28$
c) avec AAZ12, $U_d = 0{,}16$ V, $G = 30$

Ils montrent que la distorsion, avec la diode, est pratiquement nulle quand $V_s \leqslant 1$ V_{eff} (0,07 % pour $V_s = 1$ V_{eff}, la distorsion résiduelle du générateur étant ici voisine de 0,05 %).

Il est d'ailleurs possible d'égaliser la distorsion résiduelle, en fonction de V_s, en réglant différemment la polarisation de la diode. La courbe de la figure 29 montre, par exemple, qu'avec $R'_e = 200$ Ω, (AAZ12,

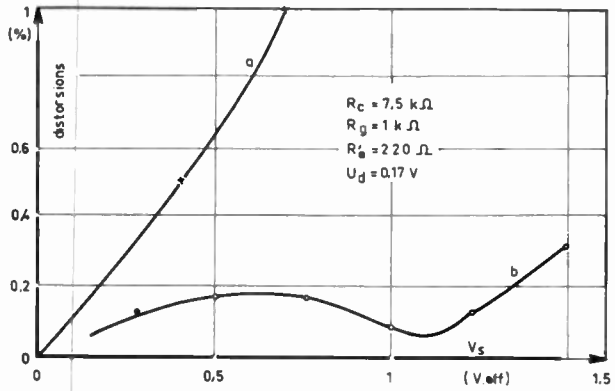


FIG. 29. — Distorsion de l'étage de la figure 25
a) sans diode, $G = 26$ b) avec AAZ12, $G = 27$

$G = 27$), on maintient la distorsion au-dessous de 0,2 % pour toutes les tensions de sortie inférieures à 1,3 V_{eff}.

On obtient des résultats analogues pour $R_g = 5$ kΩ. Les mesures faites pour $R'_e = 200$ et 250 Ω montrent que, si U_d est réglé de façon que l'harmonique 2 soit minimal quand $V_s = 1$ V_{eff}, la distorsion résiduelle est le dixième de ce qu'elle est, avec le même R'_e, mais sans la diode. Le circuit est donc très efficace.

11.3. Influence de la résistance de charge

Des mesures ont été faites avec $R_c = 4{,}7$ et 10 kΩ. Elles ont donné des résultats analogues aux précédents : le circuit réduit la distorsion dans des rapports compris entre 5 et 10, sans agir notablement sur le gain (s'il y a un effet, il est favorable).

11.4. Effet de la dispersion des caractéristiques des transistors

Six transistors OC71 ont été placés successivement sur le même circuit. Les conditions étaient les suivantes : $R_c = 7{,}5$ kΩ, $R_g = 1$ kΩ, $R'_e = 200$ Ω, $U_d = 0{,}16$ V. Les courbes de la figure 30 résument les résultats obtenus.

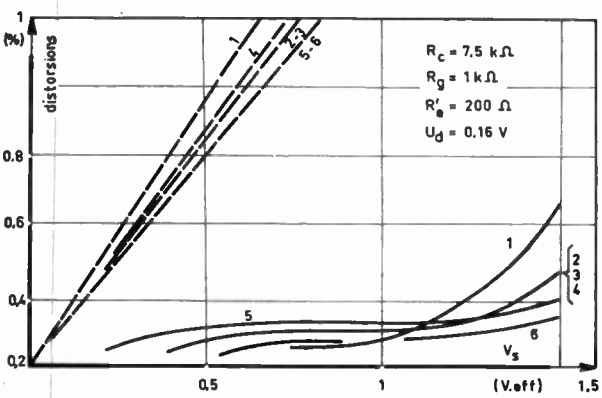


FIG. 30. — Distorsions résiduelles de l'étage de la figure 25 pour six transistors du type OC71.

Les droites donnent les distorsions de l'étage quand la diode est déconnectée ; les quatre courbes donnent les distorsions résiduelles avec le circuit AD. Les paramètres h_{21E} des transistors sont compris entre 52 et 90, les courants I_{CEO} entre 120 et 320 μA, pour une tension de collecteur de 5 V.

On voit que la distorsion résiduelle est au plus de 0,14 % pour $V_s \leqslant 1$ V_{eff}. Le circuit est donc efficace et les valeurs de ses composants ne sont pas trop critiques, du moins quand la dispersion des caractéristiques des transistors n'est pas exagérée.

11.5. Polarisation automatique de la diode

Il est possible d'utiliser le circuit de polarisation automatique qui a été employé dans le cas des lampes (fig. 15). La distorsion reste inférieure à 0,2 % pour toutes les tensions de sortie inférieures à 1,3 V_{eff}.

12. Etage amplificateur utilisant un transistor à effet de champ

12.1. Schéma de l'étage

Nous avons, pour terminer cette étude, fait des mesures sur un étage amplificateur utilisant un transistor à effet de champ, du type 2N3069. Les caractéristiques dynamiques, pour $R_c = 15$, 27 et 47 kΩ sont représentées sur la figure 31, la tension d'alimentation étant de 50 V.

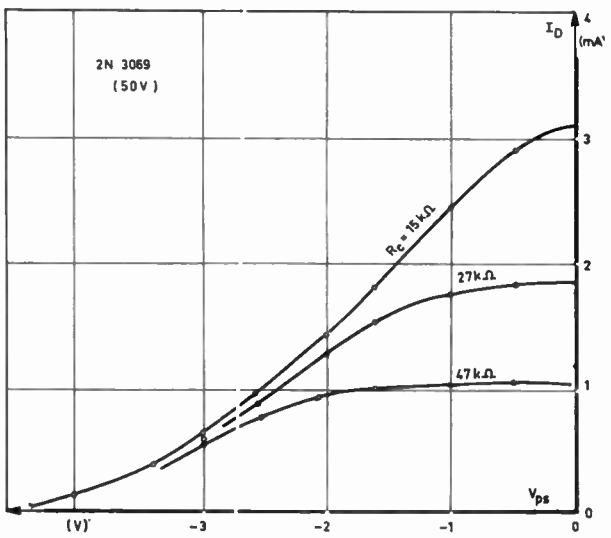


FIG. 31. — Caractéristiques dynamiques d'un transistor à effet de champ 2N3069 pour $R_c = 15$, 27 et 47 kΩ. Tension d'alimentation : 50 V

Elles sont naturellement tout à fait analogues à celles d'une pentode, de sorte que le circuit antidistorsion va, sans aucun doute, se montrer efficace. Les mesures ont été faites pour les trois valeurs précédentes de la résistance de charge, et pour diverses valeurs de la tension moyenne U_s de source. Le schéma de l'étage est donné par la figure 32.

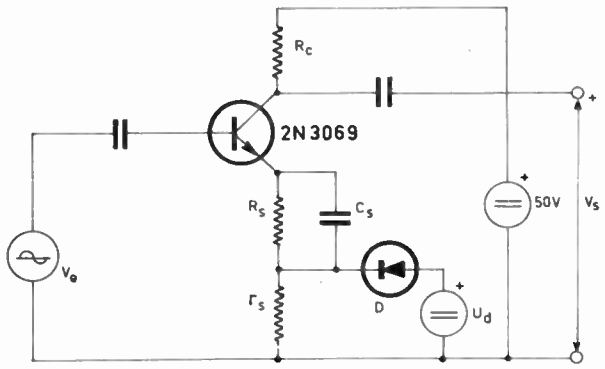
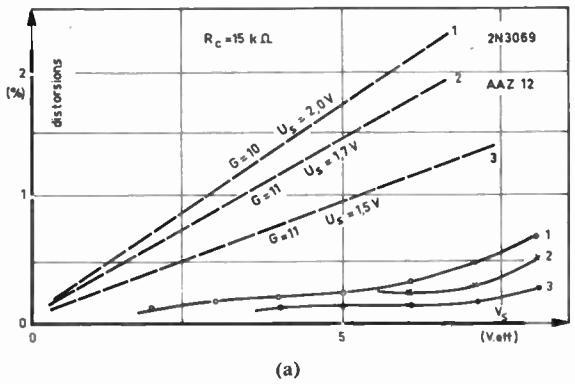


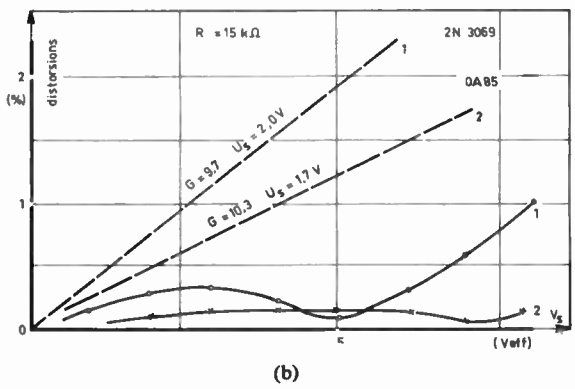
FIG. 32. — Schéma d'un étage amplificateur à transistor à effet de champ à très faible distorsion.

12.2. MESURES

Les figures 33*a* et *b* sont relatives à $R_c = 15$ kΩ, la première utilise une diode AAZ12, la seconde une diode OA85.



(a)



(b)

FIG. 33. — Distorsions de l'étage de la figure 32 quand $R_c = 15$ kΩ

a) diode AAZ12

courbe 1 : $U_s = 2{,}0$ V, $R_s = 1$ kΩ, $r_s = 400$ Ω, $U_d = 0{,}56$ V, $G = 10$

courbe 2 : $U_s = 1{,}7$ V, $R_s = 700$ Ω, $r_s = 300$ Ω, $U_d = 0{,}52$ V, $G = 11$

courbe 3 : $U_s = 1{,}5$ V, $R_s = 500$ Ω, $r_s = 300$ Ω, $U_d = 0{,}53$ V, $G = 11$

b) diode OA85

courbe 1 : $U_s = 2{,}0$ V, $R_s = 900$ Ω, $r_s = 450$ Ω, $U_d = 0{,}71$ V, $G = 10$

courbe 2 : $U_s = 1{,}7$ V, $R_s = 600$ Ω, $r_s = 400$ Ω, $U_d = 0{,}70$ V, $G = 10{,}5$

La figure 33*a* correspond à trois tensions de polarisation U_g différentes de porte : $U_g = 2{,}0$, 1,7 et 1,5 V. Les droites en trait interrompu représentent la distorsion en l'absence de diode, la résistance r_s restant néanmoins connectée ; les courbes inférieures représentent les distorsions résiduelles quand le circuit anti-distorsion est branché. On voit que le réglage 3 est assez satisfaisant puisqu'il ne laisse subsister qu'une distorsion inférieure à 0,2 % quand la tension de sortie ne dépasse pas 7 V_{eff} (20 V crête-à-crête).

La figure 33*b*, relative à la diode OA85 et à $U_g = 2{,}0$ et 1,7 V, apporte un résultat très intéressant : pour $U_g = 1{,}7$ V, la distorsion résiduelle reste inférieure à 0,2 % pour toutes les tensions de sortie ne dépassant pas 8 V_{eff} (22,5 V crête-à-crête) : c'est un résultat très favorable puisque, si le circuit AD n'est pas connecté (le gain décroît à peine), la distorsion est de 2 % pour $V_s = 8$ V_{eff}, soit 10 fois plus forte.

La figure 34 est relative à $R_c = 27$ kΩ et aux deux diodes AAZ12 et OA85.

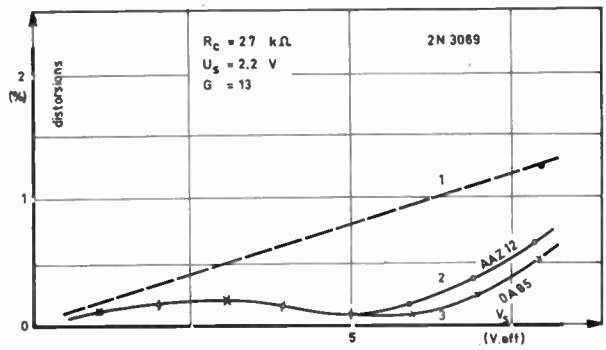


FIG. 34. — Distorsions de l'étage de la figure 32 quand $R_c = 27$ kΩ

1 : sans diode. $R_s = 1{,}6$ kΩ, $r_s = 400$ Ω, $G = 13$

2 : diode AAZ12, $R_s = 1{,}6$ kΩ, $r_s = 400$ Ω, $U_d = 0{,}48$ V, $G = 13$

3 : diode OA85, $R_s = 1{,}5$ kΩ, $r_s = 550$ Ω, $U_d = 0{,}59$ V, $G = 13$

Des résultats tout à fait analogues ont été obtenus pour $R_c = 47$ kΩ. On constate ici que, contrairement à ce qui a été obtenu dans le cas des étages à lampes et à transistors à jonctions, il est avantageux d'utiliser une diode à pointe du type courant OA85, (donc peu coûteuse). Dans tous les cas, on peut obtenir un réglage qui maintient la distorsion résiduelle au-dessous de 0,25 % pour toutes les tensions de sortie inférieures à 7 V_{eff}, (rappelons que la tension d'alimentation a été prise égale à 50 V).

Enfin, il est possible de polariser la diode à partir de la source ; par exemple, pour $R_c = 27$ kΩ, $U_g = 2{,}2$ V, et une OA85, les meilleurs résultats ont été obtenus en disposant un potentiomètre entre la source et la masse, de résistances 11 kΩ et 3,3 kΩ. La distorsion est alors inférieure à 0,2 % pour $V_s \leqslant 6$ V_{eff}.

CONDENSATEURS AU TANTALE A FORTE CHARGE ET A HAUTE TENSION

PAR

J. VERGNOLLE*

CSF - Compagnie générale de télégraphie Sans Fil
Centre de Recherches Physico-Chimiques (Puteaux)

Introduction

La préparation d'anodes de tantale ou de niobium pour condensateurs électrolytiques pose toujours des problèmes concernant la purification du métal, clef de bonnes propriétés diélectriques de l'oxyde anodique, particulièrement de son isolement. Quoi qu'il en soit, la formation à haute tension est toujours délicate : les claquages sont d'autant plus à craindre que cette tension est plus élevée ; selon YOUNG [1], ils se produiraient principalement dans des failles auxquelles des impuretés (entre autres) donneraient naissance. Or, si la purification sous vide et la formation des anodes sont ainsi corrélées, l'acuité des problèmes se trouve considérablement renforcée lorsqu'il s'agit, non plus de pièces massives de forme simple dont tous les éléments de surface sont aisément accessibles aussi bien à l'épuration qu'à la formation, mais d'anodes poreuses frittées, que les techniciens en la matière sont impuissants à obtenir avec de bonnes caractéristiques au delà d'une certaine taille. L'auteur se propose d'examiner quelques aspects du frittage et de la formation des anodes poreuses, dans la mesure où l'analyse mathématique peut jeter quelque jour sur des faits assez bien acquis par l'empirisme.

1. Elaboration des anodes poreuses

L'état actuel des connaissances rend à peu près impossible la prédiction sûre des caractéristiques d'une anode, frittée dans des conditions définies, à partir de celles de la poudre de départ : impuretés (répartition uniforme ou localisée), granulométrie, forme des grains, aire totale, structure cristalline. Une fois l'anode pressée et frittée, les différents moyens d'évaluation physique se révèlent encore impuissants à laisser valablement augurer du destin futur du condensateur obtenu à partir de cette anode, destin lors de cette période transitoire qu'est la fabrication, et destin lors de la vie du condensateur en stockage ou en service. Les meilleurs tests connus reviennent, en fait, à essayer l'aptitude de l'anode à subir les phases critiques de la fabrication des condensateurs, ce sont des tests « hors tout » qui visent, par une sorte d'amplification non linéaire, à faire apparaître les faiblesses dans des traitements à haute tension, tels ceux préconisés par H. BELZ [2]. L'expérience, qui est à la base de tels tests, nous a aussi montré que la préparation de condensateurs pour tension élevée voit ses difficultés croître avec la taille des anodes, plus précisément avec la valeur de la dimension minimale de ces dernières, comme si leurs parties profondes étaient à la fois cachées à la vue et difficilement accessibles à un traitement correct d'épuration ou de formation, pour ne citer que des points essentiels, tout comme elles se laissent, d'ailleurs, mal pénétrer par les courants alternatifs dans le condensateur terminé [3].

L'expérience montre amplement le rôle déterminant joué par la densité d'une anode sur l'isolement du condensateur qui en naît. De véritables courbes ne pourraient être obtenues qu'à la suite de statistiques faites sur de grands nombres d'échantillons, eu égard à la dispersion particulièrement élevée des isolements ; on peut cependant, pour une poudre donnée, trouver une zone optimale de densités ; l'optimum est plus ou moins flou selon les poudres, mais se situe généralement entre 8 et 11 pour le tantale de densité 16,6 à l'état massif ; or, comme la charge spécifique et la conductance série décroissent généralement avec la densité, on a intérêt à produire des anodes de la plus faible densité possible compatible avec un isolement satisfaisant. Nous avons ainsi observé que la résistance-série pouvait doubler quand la densité relative passait de 0,5 à 0,6. Or, l'homo-

* Actuellement à IBM, Components Division, East Fishkill Facility, *Hopewell Junction* (N.Y.), USA.

généisation de la densité est un problème de fabrication qui intéresse les liants de moulage, le mode de pressage et la forme de la pièce pressée ; à ce sujet, la difficulté est d'autant plus aiguë que la dimension de l'anode, comptée selon l'axe de pressage, est plus grande ; si l'on tient compte du fait que la porosité anisotrope confère une plus faible résistivité-série apparente au matériau conducteur imprégnant l'anode formée dans le sens du pressage que dans un sens perpendiculaire, on aboutit à la conclusion que les anodes les plus homogènes et les meilleures à tous égards sont des anodes plates minces ; cependant des considérations d'ordre technologique, voire commercial, incitent les fabricants à presser au contraire des anodes cylindriques dont la hauteur peut valoir deux ou trois diamètres.

La littérature est assez riche en études systématiques de l'influence du frittage sur les performances des condensateurs ; nous ne citerons que L.H. BELZ [4] et C.J.B. FINCHAM and G.L. MARTIN [5] pour mémoire. Il n'en reste pas moins qu'un observateur non prévenu jugera certaines questions assez controversées, telles l'élimination conjointe sous forme de CO du carbone et de l'oxygène ; si l'opinion courante est qu'un excès stoechiométrique de carbone exige, pour sa parfaite élimination, un excès d'oxygène [6], l'ajout de carbone a pu être trouvé bénéfique [7], peut-être sur une poudre particulièrement oxydée. Quoi qu'il en soit, les impuretés les plus critiques pour l'isolement ne sont pas sûrement déterminées, quoique l'on soupçonne essentiellement N, O et C ; leur action semble d'autant plus décisive que la tension de formation est plus élevée, l'oxyde, plus épais, plus chargé d'impuretés par unité d'aire, et partant plus riche en germes de failles. A ce sujet, une étude micrographique au microscope électronique serait souhaitable pour jeter un jour sur la dispersion de ces impuretés ou sur leur localisation en des sites préférentiels.

Les mécanismes élémentaires régissant l'épuration au cours du frittage sont bien connus, et mettent en jeu la diffusion des impuretés dans les grains, leur volatilisation à l'interface métal/atmosphère du four, qu'il s'agisse soit d'une évaporation pure et simple comme celle des métaux, soit d'une dissociation d'oxydes, de nitrures, soit d'une oxydation du carbone [8]. Des différents travaux publiés sur le frittage du tantale et du niobium, nous retenons particulièrement ceux de KLOPP, mentionnés dans le très complet traité de MILLER [9] et celui de KLOPP and BARTH [10]. Plus récemment, la question a été passée en revue par M. L. POCHON [11], il insiste sur la relation entre la pression d'équilibre des réactions d'épuration et la pression résiduelle, ainsi que sur la taille limite ; de très intéressantes références sont données. Cependant, la porosité est souvent laissée dans la pénombre, sans doute par suite du fait que c'est d'ordinaire un facteur secondaire — d'ailleurs gênant — que l'on cherche à réduire au minimum ; or, dans le cas des anodes, c'est un facteur primordial ; mais, alors que les pièces massives sont frittées à une température élevée, voisine du point de fusion, telle que les tensions de vapeur et de décomposition des impuretés ainsi que les coefficients de diffusion en phase solide soient élevés, la porosité va de pair avec un frittage à température modérée, qui, compte tenu des énergies d'activation, s'accompagne de valeurs faibles des paramètres conditionnant la purification. L'azote notamment s'éliminerait très incomplètement vers 2 000 °C dans le tantale. Sans adopter ce point de vue très particulier, G.P. SHVEIKIN [12] s'est cependant attaché récemment à analyser l'influence de la porosité résiduelle sur le mécanisme du frittage.

On peut imaginer que les gradients de concentration des impuretés dans une masse poreuse en cours de frittage n'orientent pas la diffusion de ces dernières vers la surface extérieure apparente, mais vers celle des grains imparfaitement jointoyés au cœur de l'anode, surface qui est précisément l'élément intéressant exploité dans les condensateurs parce que l'aire totale est très grande par unité de volume. Les impuretés s'éliminent ensuite en phase gazeuse dans les pores au sein desquels un important gradient de pression peut être imaginé. Or, dans des conduits dont les dimensions n'excèdent pas 10 μ (comme en témoignent des mesures porosimétriques en cours) et jusqu'à des pressions de plusieurs centimètres de mercure, l'écoulement des gaz doit se faire en régime moléculaire vers 2 000 °C selon la loi de KNUDSEN, puisque le libre parcours moyen moléculaire reste grand vis-à-vis des dimensions ; aussi, l'équation utilisée par SHVEIKIN [12] pour déterminer le gradient de pression dans les pores, équation fixant la vitesse d'écoulement proportionnellement à la quatrième puissance de la dimension des pores et inversement proportionnellement au coefficient de viscosité, ne nous paraît-elle pas correspondre aux conditions régnant dans les anodes, où la conductance doit plutôt être proportionnelle au rapport $(1-\mu)^2/\mathcal{A}$, μ étant la densité relative, et $\mathcal{A}$, l'aire totale répartie par unité de volume, ce qui exprime simplement la proportionnalité de cette conductance à l'inverse du périmètre moyen des pores ; en fait, la densité qui intervient dans le rapport devrait être supérieure à la densité apparente mesurable, car l'expérience (porosimétrie) nous a montré qu'une importante fraction des pores est fermée et se comporte, sous l'angle considéré, comme la matière solide. Plus précisément, la formule de KNUDSEN prendrait, selon nous, la forme suivante qui donne la conductivité gazeuse C de la matière anodique :

$$1/C = (3/8)\ 10^3\ \sqrt{\pi/2}\ \mathcal{A}(1-\mu)^{-2}\ \sqrt{M/RT}. \quad \text{cm.s./l}$$

$\mathcal{A}$ est exprimée en cm^{-1}, M est la masse moléculaire en g, T, la température absolue, et R, la constante des gaz parfaits. Ainsi, pour l'azote à 2 300 °K, on trouve $C = 1/36$ l/cm.s, en prenant $\mathcal{A} = 10^3$ cm^{-1} et $\mu = 0{,}6$; il ne peut d'ailleurs s'agir là que d'une approximation sommaire qui néglige, entre autres, l'anisotropie révélée par les mesures de résistance électrique série des électrolytes d'imprégnation ; mais l'existence d'autres moyens d'investigation pratiques reste problématique. SHVEIKIN mentionne également les pores fermés, dans lesquels il évalue la surpression à 14,7 kN/m², soit plus de 100 torrs ; les formules utilisées l'amènent à estimer un écart relatif de pression entre intérieur et extérieur de 2 à 4 ordres.

Si le dégazage est supposé, pour un instant, uniforme dans toute la masse poreuse, la répartition de la pression suit une loi parabolique en fonction de la distance comptée selon une ligne moyenne d'écoulement gazeux et offre un maximum au centre ; nous prendrons l'exemple suivant : une anode plate de 7 mm d'épaisseur dégazant 2.10^{-6} g/cm².s d'un corps de masse moléculaire 28 g. Pour une conductivité de la valeur précédemment calculée, la surpression interne peut avoisiner 8 torrs, ce qui correspond à 5 puissances de 10 si la pression extérieure est de 10^{-4} torr ; il vaut alors mieux parler d'écart absolu de pressions que de rapport. Mais, à une pression atteignant plusieurs torrs, la vitesse de désorption des gaz permanents est certainement réduite dans une large proportion ; d'autre part, en appliquant avec DUSHMAN [13] la loi de RAOULT aux métaux dissous dans le tantale (ou le niobium), la tension de vapeur des impuretés, à laquelle est proportionnelle leur vitesse d'évaporation, peut devenir de l'ordre de grandeur de la pression résiduelle. Le tableau suivant indique les tensions de vapeurs calculées à 2 000 °C d'un certain nombre d'impuretés métalliques usuelles du tantale à la concentration de 10 ppm (en torrs) :

IMPURETÉS							
Fe	Mn	Sn	Ni	Ti	Cr	Ca	Al
4.10^{-5}	6.10^{-3}	25.10^{-5}	3.10^{-5}	2.10^{-6}	10^{-4}	4.10^{-2}	6.10^{-4}

Tensions de vapeurs à 2 000 °C calculées en torrs

Le dégazage, pour ces impuretés, ne peut s'opérer à cœur à une vitesse indépendante de la pression que si cette dernière est très petite vis-à-vis des valeurs tabulées, ce qui est peu vraisemblable, sauf pour le calcium ; si la pression partielle dépasse les valeurs indiquées, la concentration en est accrue d'autant. On conçoit donc que la diffusion en phase solide des impuretés ne soit pas exclusivement sollicitée vers la surface des grains, mais aussi vers la surface externe sur laquelle règne une pression faible entretenue. Ce raisonnement sommaire n'a malheureusement pas tenu compte d'éventuelles compositions chimiques définies, douées de tensions de décomposition inconnues, telles que $TaFe_2$, avec lequel Ta donne une phase liquide à 2 000 °C, Ta_3Ni_2 d'existence hypothétique, $TaCr_2$ qui donne également une phase liquide ; quant au titane, il est miscible en toutes proportions [14]. La décomposition du carbure et du nitrure de niobium a été particulièrement bien étudiée par KLOPP. Les pressions d'équilibre de l'azote et du CO (forme sous laquelle s'élimine le carbone) sont, à 2 000 °C, respectivement de 2 et de 700 torrs, soit, pour des teneurs de 10 ppm, 2.10^{-5} et 7.10^{-3} torr, ce qui amènerait à comparer l'élimination de l'azote à celle du nickel, et celle du carbone à celle du manganèse.

L'autre phénomène — déjà mentionné — gouvernant l'épuration des anodes est la diffusion en phase solide. On dispose malheureusement d'un nombre extrêmement réduit de données sur les coefficients de diffusion des impuretés tant métalliques que gazeuses dans le tantale ou le niobium vers 2 000 °C. En dehors des valeurs indiquées par KLOPP, d'autres figurent dans le traité de SMITHELLS [15]. Le tableau suivant relate les valeurs calculées à 2 300 °K sur la base des énergies d'activation indiquées.

	Fe	O	N	C
D en cm²/s	10^{-7}	$3,5.10^{-5}$	$1,5.10^{-5}$	$2,7.10^{-3}$

Les phénomènes conjoints de diffusion d'une impureté en phase solide et de son évaporation à la surface à une vitesse proportionnelle à sa concentration superficielle sont formellement analogues à la diffusion de la chaleur dans un solide et à sa dissipation dans le fluide ambiant à une vitesse proportionnelle à l'écart de température entre la surface et ce fluide ; le problème a été analysé, entre autres, par Max JAKOB dans son traité de Thermique [16]. Nous considérerons, à titre d'exemple, le cas particulier du fer dont la vitesse d'évaporation sous haut vide est estimée, d'après DUSHMAN [13], selon la loi de Langmuir, à $0{,}055\,\theta$ g/cm².s à 2 300 °K, à la concentration relative θ dans le solide. La géométrie interne des grains étant très complexe, nous approcherons les phénomènes en supposant une plaque plane de tantale de 100 μ, d'épaisseur 2 s, et en transposant les calculs thermiques de GROEBER [17] rapportés par JAKOB. Signalons que KLOPP [18] a envisagé sous un jour voisin le dégazage de barres cylindriques de tantale et estimé à 4.10^{-4} torr la pression résiduelle nécessaire à abaisser la solubilité de l'oxygène à moins de 100 ppm à 2 400 °C, compte non tenu du carbone. Pour reprendre le problème traité, GROEBER considère un coefficient de déperdition relative b égal au quotient du facteur de dissipation h (en W/cm².°K) par la conductivité thermique de la plaque k (en W/cm.°K) ; l'analogue de la conductivité k est le produit du coefficient de diffusion de l'impureté par la densité du tantale, soit 16,6 D ; il s'ensuit que b vaut $0{,}055/16{,}6 \times 10^{-7} = 3{,}3.10^4$ cm^{-1}. Dans ces conditions, si θ_i est la concentration relative initiale (uniforme) de l'impureté, sa valeur à l'instant τ dans un plan d'abscisse x est donnée par

$$\theta/\theta_i = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} [2 \sin \phi_\nu/(\phi_\nu + \sin \phi_\nu \cos \phi_\nu)] \exp(-\phi_\nu^2 D\tau/s^2) \cos(\phi_\nu x/s)$$

φ_ν étant la ν^{me} racine de l'équation

$$\varphi = bs \cot \varphi.$$

A la surface de la plaque ($x = \pm s$) :

$$\theta_s/\theta_i = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} [2 \sin \phi_\nu/(\phi_\nu + \sin \phi_\nu \cos \phi_\nu)] \exp(-\phi_\nu^2 D\tau/s^2) \cos \phi_\nu.$$

Or, dans le cas présent, bs est très grand (160) ; alors,

$$\varphi_\nu \simeq (2\nu - 1)\,\pi/2 \quad \text{et} \quad \theta_s = 0.$$

Cela signifie que, si la pression résiduelle dans les pores était assez basse pour que le fer s'évapore selon la loi classique de Langmuir, la surface de grains dont les dimensions sont de l'ordre de 100 μ serait immédiatement épurée ; la diffusion contrôlerait la désorption de l'impureté, dont un gradient de concentration positif existerait, dirigé vers l'intérieur du grain. Près de la surface considérée :

$$\frac{1}{\theta_i}\frac{d\theta}{dx} = -\frac{2}{s}\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\frac{\phi_\nu \sin^2\phi_\nu}{\phi_\nu + \sin\phi_\nu\cos\phi_\nu}\exp\left(\frac{-\phi_\nu^2 D\tau}{4s^2}\right)$$

$$\simeq (2/s)\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\exp(-\phi_\nu^2 D\tau/s^2) \simeq (2/s)\exp(-\pi^2 D\tau/4s^2).$$

Calculons, par exemple, le temps au bout duquel la concentration θ_i se trouve divisée par 100 à une profondeur de 5 μ :

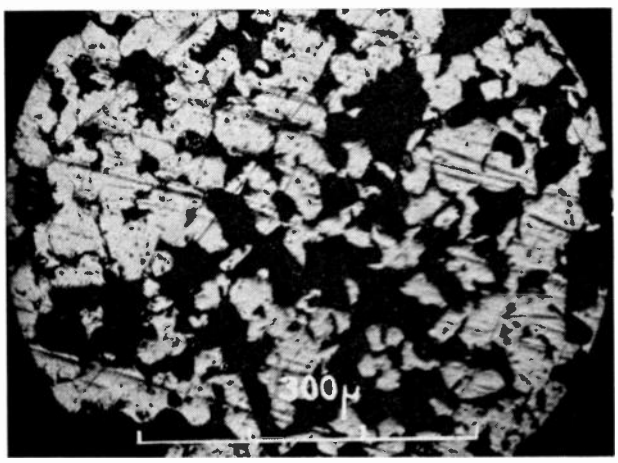
$$\tau = (-4s^2/\pi^2\ D)\log_e(sd\theta/2\ \theta_i\ dx)\ ;$$

on trouve 300 secondes, ou 5 minutes. Les micrographies montrent que les grains sont généralement beaucoup plus petits, ce qui revient, au bout d'un temps très court, à annuler l'exponentielle, donc la concentration.

Ces calculs ont admis en postulat une concentration uniforme d'impuretés, sans tenir compte d'éventuelles accumulations locales, comme celles imputables à la décomposition des liants de moulage. Ils montrent que, au moins dans le cas du fer dont le coefficient de diffusion est le plus faible de ceux connus dans le tantale, la diffusion serait le facteur dominant lors de l'épuration si la pression résiduelle pouvait être amenée assez bas au fond des pores, et qu'alors elle permettrait une purification des plus satisfaisantes, compte tenu de la grosseur des grains et des épaisseurs de métal intéressées par l'oxydation anodique (une fraction de micron). L'obstacle majeur, pour autant que le temps de frittage demeure insuffisant à fermer trop de pores, reste donc le gradient de pression résiduelle, qui doit ralentir l'évaporation selon des lois qui ne sont pas encore pleinement élucidées.

Les considérations développées, bien qu'incapables d'aboutir à des conclusions vraiment quantitatives, montrent combien la difficulté de former à haute tension des anodes de tantale de structure et de composition contrôlées s'accroît considérablement lorsque ces paramètres deviennent difficilement accessibles au cœur d'une masse poreuse épaisse. Quand l'épaisseur croît, la température et le temps de frittage doivent s'accroître de même pour parachever la purification, cependant que la porosité et l'aire répartie par unité de volume diminuent. On aboutit alors au concept de « mur de l'épaisseur » qui, pour être moins clairement défini que celui, usuel, de « mur de la chaleur » en aérodynamique, apparaît pourtant doué de réalité physique ; au-delà de ce mur, l'isolement moyen étant fixé pour une tension donnée, tout accroissement de la taille en vue d'augmenter la charge est compensé par la chute de l'aire utile, la purification à cœur n'étant obtenue qu'au prix d'une densification prohibitive. On rejoint là la notion de densité optimale : en effet, une opinion assez couramment répandue attribue à la faiblesse des ponts inter-grains le défaut d'isolement des anodes à trop faible densité, pourtant d'une structure favorable au dégazage ; on exige de ces ponts d'avoir une grosseur élevée vis-à-vis des épaisseurs des couches d'oxyde ; du côté des densités trop élevées, l'épuration s'opère difficilement et, de préférence, par diffusion en phase solide vers la surface externe ; la densité optimale serait un compromis fonction de la forme des grains et de leur spectre granulométrique.

Les facteurs considérés jusqu'à présent ne sont pas les seuls en jeu. A partir d'une anode déterminée, les conditions d'oxydation anodique sont d'autant plus critiques que la tension à atteindre doit être plus élevée ; là encore nous verrons au chapitre suivant



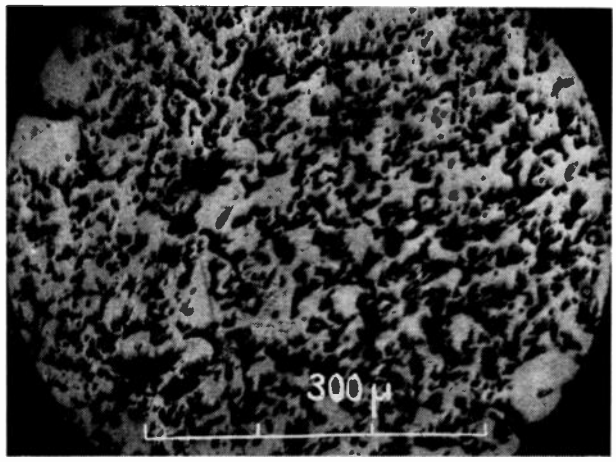


FIG. 1 et 2. — Deux micrographies d'anodes de tantale obtenues par frittage de poudres de structures différentes (métal en blanc).

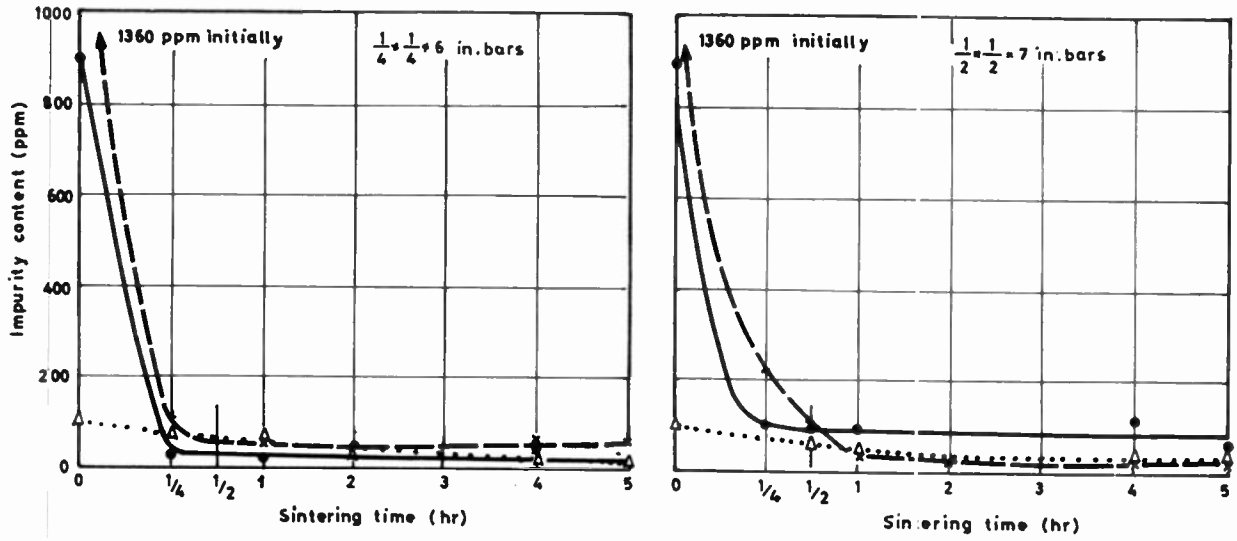


FIG. 3. — Effet de la grosseur des barres frittées et du temps sur l'élimination des principales impuretés du tantale vers 2 700 °C. En trait plein, le carbone ; en tireté, l'oxygène ; en pointillé, l'azote. (Courbes de SCHMIDT et al., rapportées par POCHON).

que ces conditions ne peuvent être uniformisées dans toute la masse, ce qui peut désavantager certaines parties par rapport à d'autres.

2. Cinétique de la formation des anodes poreuses

Une fois l'électrolyte choisi, la formation est régie par deux paramètres principaux : la densité de courant et la température. Ces paramètres sont aisément imposés aux anodes massives par la disposition des électrodes et l'ajustage des courants d'une part, et par l'agitation et la régulation de température des bains d'autre part. Mais la densité superficielle de courant ne peut être uniforme au sein d'une anode poreuse imprégnée d'un électrolyte par ailleurs généralement très résistant. La chaleur dégagée à l'intérieur du diélectrique en cours de formation ne peut être dissipée à l'extérieur que moyennant un gradient thermique dans la masse, quelle que soit l'agitation extérieure du bain qui a tout au plus pour effet d'imposer la fixité de température à la surface apparente de l'anode.

2.1. Séparant les deux phénomènes, pour la commodité, nous visons seulement dans ce paragraphe à analyser la loi de la formation en supposant donc arbitrairement l'anode isotherme et plongée dans un bain électrolytique de résistivité uniforme.

On admet usuellement que la tension v sous laquelle se forme l'oxyde est pratiquement la tension-limite, proportionnelle à l'épaisseur ε

$$v = \alpha\varepsilon$$

et que le volume d'oxyde u est proportionnel à la quantité d'électricité mise en jeu Q

$$u = FQ.$$

Une anode se caractérise, outre son aire utile $\mathcal{A}$ par unité de volume, par la résistivité apparente de l'électrolyte qui l'imprègne, compte tenu de sa division dans les pores, soit ρ. En tout point de la masse poreuse, peut être définie une densité du courant de formation à l'intérieur de l'électrolyte, i, en se référant à l'élément d'aire — macroscopique, à l'échelle des pores — normal au vecteur courant moyen ; cette densité de courant est distincte de celle que l'on peut définir à la surface de chaque pore, j, proportionnellement à laquelle l'oxyde s'accroît, et pour laquelle, eu égard à la direction parfaitement aléatoire des vecteurs courants infinitésimaux, nul vecteur courant moyen ne saurait être défini (cf. fig. 4). Au

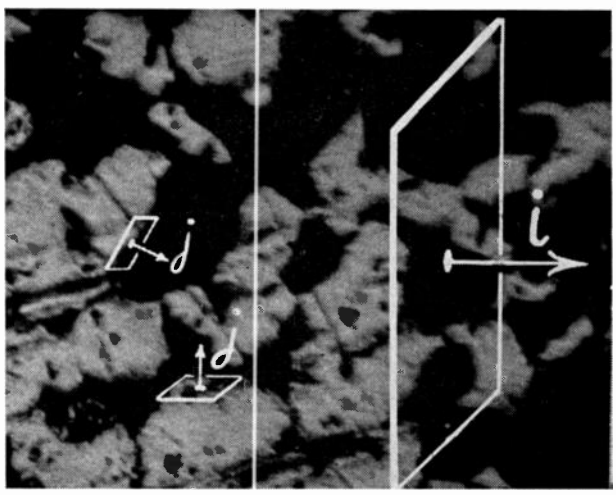


FIG. 4. — Les densités de courant dans les pores : j relative à la surface des grains, et i relative à l'aire d'anode normale au vecteur courant moyen, somme des vecteurs courants élémentaires dans les pores (en noir sur la photo).

fur et à mesure que, depuis sa périphérie, l'on pénètre plus profond dans l'anode, i diminue du fait de l'absorption de courant par la surface des pores en cours de formation :

$$j\mathcal{A} = + |\mathrm{grad}\, i| = (\mathcal{A}/F)\, \partial\varepsilon/\partial\tau.$$

L'équation précédente rend compte de la loi de croissance de l'oxyde en fonction du temps τ.

En utilisant le paramètre global $\delta = F\alpha/\rho\mathcal{A}$, que nous appellerons « diffusivité de formation », la combinaison des équations précédentes conduit à

$$\partial v/\partial\tau = \delta \cdot \Delta v \quad \text{ou} \quad \delta\varepsilon/\partial\tau = \delta \cdot \Delta\varepsilon$$

On reconnaît immédiatement l'analogie formelle avec la diffusion de la chaleur si l'on fait correspondre v ou ε à la température. Cette analogie va nous permettre de nous référer, une fois de plus, à GROEBER [17] en partant des cas d'une plaque et d'un cylindre infinis, initialement isothermes et soudain plongés dans un milieu ambiant à température t_e ; les données classiques fournissent à chaque instant la loi de répartition de la température dans les corps solides. La transposition sera opérée en assimilant le milieu ambiant à l'électrolyte qui baigne extérieurement l'anode, et en faisant tendre simultanément vers l'infini la résistance rencontrée par le courant dans le bain et la tension sous laquelle il est alimenté, ce qui revient à rendre constante la densité de courant i hors de l'anode.

2.1.1. *Formation d'une anode plane d'épaisseur* 2 s

En raisonnant sur l'unité d'aire de surface apparente de plaque-anode, on appellera g la conductance du bain entre cette surface unitaire et l'électrode d'amenée de courant, et posera $\gamma = g\rho$. Si θ est l'écart de température analogue entre un point de la plaque, repéré par son abscisse x comptée normalement au plan médian, et le milieu ambiant, et θ_i, sa valeur initiale, uniforme, la solution générale est représentée par l'équation déjà utilisée pour la désorption des impuretés, x variant cette fois, non dans l'épaisseur d'un grain, mais dans celle de toute l'anode :

$$\theta/\theta_i = \sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} \frac{2\sin\phi_\nu}{\phi_\nu + \sin\phi_\nu\cos\phi_\nu} \exp\left(\frac{-\delta\tau\phi_\nu^2}{s^2}\right) \cos\frac{\phi_\nu x}{s} ;$$

φ_ν est la ν^{me} racine de l'équation

$$\varphi = \gamma\, s \cot\varphi.$$

Dans le cas particulier considéré, où γ tend vers zéro :

$$\varphi_\nu = \nu\pi + \gamma s/\nu\pi \qquad (\nu \neq 0)$$

$$\varphi_\nu = \sqrt{\gamma s} \qquad (\nu = 0)$$

Lorsque γ tend vers 0, la formule générale devient, toutes simplifications opérées :

$$\theta/\theta_i = 1 + \gamma(s/6 - \delta\tau/s - x^2/2s) + (2\gamma s/\pi) \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \cos\nu\pi \cos(\nu\pi x/s) \exp(-\nu^2\pi^2\delta\tau/s^2)/\nu^2.$$

Comme t_e et $1/\gamma$ tendront simultanément vers l'infini, en respectant la condition $\gamma t_e = c$,

on peut poser $\theta/\theta_i \simeq 1 + \gamma\,(t_i - t)/c$

Il sera commode aussi d'utiliser un temps réduit $\mathcal{C} = \pi^2\delta\tau/s^2$. Moyennant quoi, l'expression générale de la température analogique dans la plaque-anode devient :

$$(t - t_i)/cs = \mathcal{C}/\pi^2 + (1/2)(x/s)^2 - 1/6 - (2/\pi^2) \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \cos\nu\pi \cos(\nu\pi x/s) \exp(-\nu^2\mathcal{C})/\nu^2 = f(\mathcal{C}, x/s).$$

On passe de là immédiatement à l'expression de la tension sous laquelle est formé chaque point de l'anode, en posant $c = \rho s I$, I étant le courant global de formation par unité de volume d'anode, notion familière aux fabricants de condensateurs :

$$v/\rho s^2 I = f.$$

Cette équation appelle les remarques suivantes : Alors que les faces externes sont formées selon une loi ($x = \pm s$) :

$$f_e = \mathcal{C}/\pi^2 + 1/3 - (2/\pi^2) \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \exp(-\nu^2\mathcal{C})/\nu^2,$$

le cœur suit la loi :

$$f_c = \mathcal{C}/\pi^2 - 1/6 - (2/\pi^2) \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \cos\nu\pi \exp(-\nu^2\mathcal{C})/\nu^2 ;$$

c'est-à-dire avec un retard qui tend vers :

$$(v_e - v_c) = \rho s^2 I/2.$$

On peut vérifier qu'à l'instant initial ($\mathcal{C} = 0$), la tension est nulle au centre comme sur les faces :

$$f(0,1) = 1/3 - 2\,B_1 \equiv 0$$

$$f(0,0) = -1/6 + B_1 \equiv 0$$

B_1 étant le premier nombre de Bernouilli.

Comme, pour les valeurs pas trop faibles du temps réduit $\mathcal{C}$, la série $\exp(-\nu^2\mathcal{C})/\nu^2$ est rapidement convergente, l'équation générale prend alors la forme :

$$v/\rho s^2 I \simeq \mathcal{C}/\pi^2 + (1/2)\,(x/s)^2 - 1/6 + (2/\pi^2)\,\cos(\pi\, x/s) \exp(-\mathcal{C}).$$

La formation tend à se poursuivre selon la loi limite

$$(\partial v/\partial\mathcal{C})_l = \rho s^2 I/\pi^2$$

ou encore

$$(\partial v/\partial \tau)_t = \delta I \rho = F \alpha I / \mathcal{A}.$$

La première partie de la figure 5 illustre cette première phase de la formation.

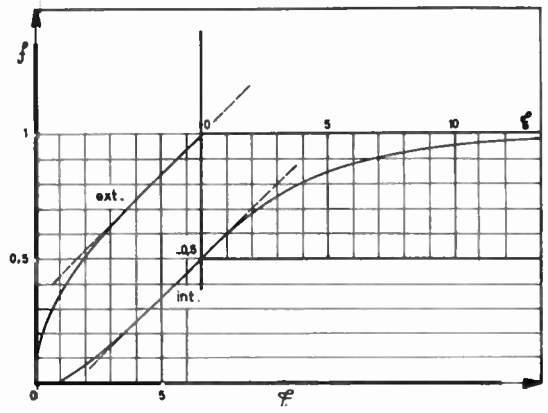


FIG. 5. — Formation d'une anode plane : variations de la tension réduite $f(\mathfrak{T}, x/s)$ avec le temps réduit. A gauche, formation à courant constant, interrompue quand f atteint la valeur 1 à l'extérieur et 0,5 au cœur. A droite, formation à tension constante ($f = 1$) ; l'extérieur demeure sous la tension 1 tandis que l'intérieur part de la tension 0,5 pour tendre asymptotiquement vers 1.

2.1.2. *Formation d'une anode cylindrique de rayon s*

Avec les mêmes conventions de symboles, la solution générale classique est exprimée par l'équation suivante, où J_n désigne la fonction de Bessel d'ordre n :

$$\theta/\theta_i = \sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} \left[2J_1(\chi_\nu)/\chi_\nu [J_0^2(\chi_\nu) + J_1^2(\chi_\nu)] \right] \exp(-\delta \chi_\nu^2 \tau/s^2) J_0(\chi_0 x/s) \ ;$$

x varie cette fois dans l'intervalle $(0, s)$ et χ_ν est la ν^e racine de l'équation

$$\gamma s J_0(\chi) = \chi J_1(\chi)$$

Lorsque γ est très petit, ces racines sont très voisines de celles de $J_1(\psi) = 0$ soit ψ_ν, qui sont tabulées.

$$\chi_\nu = \psi_\nu + \gamma s/\psi_\nu \qquad (\nu \neq 0)$$
$$\chi_\nu = \sqrt{2\gamma s} \qquad (\nu = 0)$$

Faisant encore intervenir les maxima et minima μ_ν de J_0, correspondant aux valeurs ψ_ν de la variable, la forme-limite de l'équation générale devient, toutes réductions faites, lorsque γ tend vers zéro :

$$\theta/\theta_i = 1 - \left[\gamma(2\delta\tau/s + x^2/2s - s/4) - \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} [(2\gamma s/\psi_\nu^2 \mu_\nu) \exp(-\psi_\nu^2 \delta\tau/s^2) J_0(x\psi_\nu^2/s)] \right],$$

ou encore, en utilisant les conventions du § 2.1.2 :

$$(t - t_i)/cs = 2\mathfrak{T}/\pi^2 - 1/4 + (1/2)(x/s)^2 - 2 \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \exp(-\psi_\nu^2 \mathfrak{T}/\pi^2) J_0(\psi_\nu x/s)/\psi_\nu^2 \mu_\nu = h(\mathfrak{T}, x/s).$$

Comme le rapport du volume à l'aire extérieure est $s/2$, nous poserons cette fois $c = \rho s I/2$,

d'où $$v/\rho s^2 I = h/2.$$

Alors qu'à la surface du cylindre

$$v_e/\rho s^2 I = \mathfrak{T}/\pi^2 + 1{,}8 - \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \exp(-\psi_\nu^2 \mathfrak{T}/\pi^2)/\psi_\nu^2,$$

sur l'axe :

$$v_c/\rho s^2 I = \mathfrak{T}/\pi^2 - 1/8 - \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \exp(-\psi_\nu^2 \mathfrak{T}/\pi^2)/\psi_\nu^2 \mu_\nu .$$

Le retard de formation tend vers :

$$(v_e - v_c)_t = \rho s^2 I/4.$$

Naturellement, les deux expressions trouvées au paragraphe précédent pour la vitesse limite de formation restent inchangées, grâce au choix du paramètre I.

Les courbes de la figure 6 rappellent naturellement celles de la précédente.

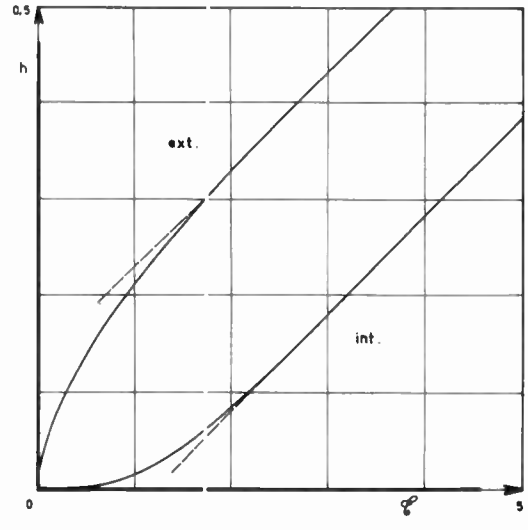


FIG. 6. — Formation d'une anode cylindrique à courant constant : variations de la tension réduite $h(\mathfrak{T}, x/s)$ avec le temps réduit ; courbes pour $x/s = 0$ et $x/s = 1$, qui tendent vers des droites décalées de 0,25 en ordonnées.

2.1.3. *Fin de formation d'une anode-plaque*

Lorsque le régime permanent de formation est pratiquement atteint, la tension dans une anode de forme plate (ou cylindrique) suit une loi para-

bolique en fonction de x ; la parabole $v(x)$ subit une translation verticale dans son plan au fur et à mesure que τ croît. Au bout d'un certain temps, qui sera maintenant pris arbitrairement comme nouvelle origine, au lieu de maintenir le courant total constant, on maintient alors généralement la tension constante : c'est la fin de formation, phase au cours de laquelle la parabole, gardant ses extrémités ($|x| = s$) fixes, s'aplatit progressivement, cependant que le courant tend vers zéro (en fait il tend vers une limite non nulle, le courant de fuite). Nous limiterons notre étude à la fin de formation d'une anode-plaque, problème sans difficultés mathématiques.

Plaçant cette fois l'origine des x sur une face, on a la répartition initiale suivante de la température analogue, comptée arbitrairement à partir de sa valeur externe :

$$t/cs = (1/2)\,[(x-s)^2/s^2 - 1] = (1/2)\,[(x/s-1)^2 - 1] = f_1(0,\, x/s)$$

ou $$(v - v_0)/\rho s^2 I = f_1\,(0,\, x/s).$$

Le cas analogue est celui d'une plaque, siège d'une certaine répartition de température, et dont les deux faces sont portées, à partir de l'instant origine, à une température fixe, en l'occurrence zéro. La solution générale classique est (cf. JAKOB) :

$$t/cs = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} N_\nu \exp(-\nu^2 \mathcal{C}/4) \sin(\nu\pi x/2s)\,;$$

N_ν, pour satisfaire les conditions initiales, aura pour expression :

$$N_\nu = 8(\cos\,\nu\pi - 1)/(\nu\pi)^3$$

D'où

$$(v - v_0)/\rho s^2 I = 8 \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} (\cos\nu\pi - 1) \exp(-\nu^2 \mathcal{C}/4) \sin(\nu\pi x/2s)/(\nu\pi)^3.$$

En particulier, au cœur :

$$(v - v_0)/\rho s^2 I = 8 \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} (\cos\nu\pi - 1) \exp(-\nu^2 \mathcal{C}/4) \sin(\nu\pi/2)/(\nu\pi)^3.$$

Ces équations ont servi de base au tracé de la seconde partie de la figure 5.

2.1.4. *Application pratique aux anodes de tantale*

Le problème consiste pratiquement à relier le temps réduit $\mathcal{C}$ au temps réel, connaissant la charge spécifique $\mathfrak{Q}$ de l'anode (en coulomb par cm³), le volume d'un équivalent-gramme d'oxyde, le champ électrique limite α, et la constante diélectrique de l'oxyde η.

La capacité par unité de volume étant, par définition, $10^{-11}\,\eta\mathcal{A}/36\,\pi\varepsilon$ farads, le temps réduit a pour expression pratique :

$$\mathcal{C} = 10^{-11} \times \pi F \alpha^2 \eta \tau / 36\,\rho s^2 \mathfrak{Q}.$$

Dans le cas particulier du tantale, $\eta = 24$, $\alpha = 10^6/15$ V/cm, $F = 54.10^{-8}$ cm³/C, d'où

$$\mathcal{C} = 5.10^{-1}\,\tau/\rho s^2 \mathfrak{Q}.$$

Si, par exemple, $s = 0{,}5$ cm, $\rho = 10^3\,\Omega$·cm, et $\mathfrak{Q} = 2.10^{-2}$ C/cm³, $\mathcal{C} = 10^{-1}\,\tau$. En admettant le régime permanent linéaire de formation établi pratiquement au bout d'un temps $\mathcal{C} = 6$, cela correspond à un temps réel de 1 minute. Pour un courant I usuel de 0,3 A/cm³, le retard permanent $\rho s^2 I/2$ vaut 37,5 V ; il sera réduit à 1 V dans l'anode plane environ 4 minutes après début de formation sous tension constante (seconde phase). Naturellement, l'emploi d'électrolytes peu résistants réduit d'autant ces temps et ces écarts.

Les courbes montrent bien la rapidité initiale considérable de la formation à la surface externe (tangente verticale), ce qui peut correspondre à une densité de courant j très supérieure à l'optimum.

2.2. L'hypothèse d'une anode isotherme a été choisie surtout pour permettre d'analyser les phénomènes précédents au moyen d'un calcul commode, où les paramètres α et ρ étaient indépendants des variables x et τ. Mais des impératifs à la fois physiques (risque de cristallisation de l'oxyde) et industriels invitent les fabricants à conduire leur formation à vitesse relativement grande : ainsi, la valeur standard universellement admise pour le courant est 35 mA par gramme d'anode. Une telle valeur signifie, lorsque la tension devient élevée, une densité de puissance considérable libérée dans la masse poreuse au niveau du diélectrique en formation et dans les pores remplis d'un électrolyte résistant. Les normes pratiques font une obligation d'utiliser un bain de grand volume, vigoureusement agité pour dissiper la puissance, mais ces expédients sont impuissants à draîner la puissance dépensée au cœur même de la masse autrement que par le refroidissement de la surface externe ; or, lorsque la température T absolue s'élève, on sait que α diminue comme l'inverse de T [2] et que ρ diminue de 2 à 3 % par degré ; les hypothèses de base des calculs précédents ne pouvaient donc qu'être des approximations.

Alors que la conductivité thermique de l'eau — en l'absence de toute convection — est de 6.10^{-3} W/cm°K à l'ambiante normale, celle du tantale avoisine 5.10^{-1} W/cm°K ; aussi peut-on, dans l'étude du gradient thermique au cœur d'une anode, négliger le refroidissement dû à l'électrolyte d'imprégnation. La conductivité thermique d'une anode poreuse peut s'atteindre par le truchement de sa résistivité électrique, que l'auteur a pu situer entre 50 et 100 $\mu\Omega$·cm, ce qui fixe la valeur cherchée autour de 0,1 W/cm°K (λ). Considérons, pour donner un exemple, une anode cylindrique de 8 mm de diamètre 2 s, de densité 9, formée à raison de 35 mA/g jusqu'à 200 V, ce qui représente, en fin de formation 7 W/g, ou 63 W/cm³

(q). Selon les calculs déjà anciens de ROGOWSKI [19] rapportés par JAKOB [16], l'écart de température du centre par rapport à la surface est

$$\theta = qs^2/4\lambda.$$

L'application numérique donne 50°, ce qui représenterait, pour une formation régulée à 27 °C extérieurement, une surépaisseur relative d'oxyde diélectrique de 50/300 soit 17 %, ou une tension de formation surélevée de 34 V. Ainsi, le gradient de température, qui peut devenir important au cœur d'une anode de grandes dimensions, risque-t-il d'amener la surtension de formation à une valeur critique si la tension est elle-même déjà élevée. Il est à remarquer que l'énergie dépensée par effet Joule dans l'électrolyte des pores n'a pas été prise en considération. Si la température calculée dépasse le point d'ébullition, on peut imaginer la vaporisation de l'électrolyte et un régime de formation perturbé et tumultueux.

3. Conclusion

Une anode poreuse apparaît comme un système très complexe ne sachant prétendre à l'homogénéité de ses caractéristiques. Rebelle à une épuration uniforme, l'anode poreuse se prête ensuite mal à une oxydation anodique uniforme, qu'il s'agisse de la répartition du courant ou de celle de la température ; ces différents facteurs ont été examinés et soumis au calcul, dans la mesure du possible, mais en supposant que chacun intervenait seul ; en fait, par le jeu des compensations, la situation est certainement un peu meilleure. En tout état de cause, l'hétérogénéité se révèle croissante avec la distance minimale séparant le cœur de la surface externe, et avec la tension de formation, si bien que la réalisation de conditions satisfaisantes en moyenne dans la masse, permettra de fabriquer des anodes de petite taille, pour lesquelles ces conditions seront effectivement remplies en tout point, mais pourra faillir s'il s'agit d'anodes de grande dimension, où certains paramètres, inégalement répartis, atteindront en certaines zones des valeurs critiques.

Ainsi, qu'il s'agisse de l'isolement ou de la capacité et des pertes dans une large gamme de fréquences, un critère essentiel de qualité pour une anode poreuse reste finalement le rapport de l'aire de surface externe au volume.

L'auteur se félicite des fructueux entretiens qu'il a eus avec Melle MAZOND de la Section Condensateurs électrolytiques de la C.S.F. et avec le Dr C.J.B. FINCHAM de la National Research Corporation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] YOUNG L. — Anodic Oxide Films. *Academic Press*. London, p. 125.

[2] BELZ L.H. — Evaluation of Anodes for Tantalum Capacitors. *Electrochemical Technology*, Jul.-Aug. 1963, p. 211.

[3] VERGNOLLE J. — Distributed Network Analysis of Porous Electrodes Capacitors. *J. Electrochem. Soc.*, Vol. 111, N° 7, p. 799 (1964).

[4] BELZ L.H. — Capacitor Grade Tantalum. *J. Electrochem. Soc.*, Vol. 108, N° 3, p. 229 (1961).

[5] FINCHAM C.J.B. and MARTIN G.L. — Purification of Tantalum Anodes during Sintering. *J. Electrochem. Soc.*, Vol. 107, N° 7, p. 658 (1960).

[6] Tantalum Electrolytic Capacitors. Western Electric. Brevet US 937-465.

[7] Procédé de fabrication d'anodes pour condensateurs électrolytiques CIBA Brevet PV 883.807.

[8] AMOSOV V.M. and LANIS V.A. — Mass Spectrometric studies of the process of gas evolution in sintering Tantalum and Niobium. *Zhur. Priklad. Khim* 34, p. 84 (1961).

[9] MILLER G.L. — Metallurgy of the rarer Metals N° 6. Tantalum and Niobium. *Butterworths Scientific Publications*. London (1959), p. 244.

[10] KLOPP W.D. and BARTH V.D. — Diffusion rates and Solubilities of Interstitial in Refractory Metals (1960).

[11] POCHON M.L., SISCO Ed.F.T. and EPREMIAN E. — Columbium and Tantalum Consolidation. J. Wiley & Sons, New York (1963).

[12] SHVEIKIN G.P. — Effect of porosity on the refining of refractory metals during high-temperature sintering and obtaining in vacuum. *Poroshkovaya Met. Akad. Nauk. SSSR* 3(3) (1963), p. 12.

[13] DUSHMAN S. — Scientific foundations of Vacuum Techniques. IId édition. J. Wiley and Sons, inc. (1962), p. 710.

[14] HANSEN M. and ANDERKO K. — Constitution of Binary Alloys. Mc Graw-Hill Book Co. (1958).

[15] Metals Reference Book. Smithells, Vol. 2, 3e éd.

[16] JAKOB Max — Heat Transfer., Vol. 1, J. Wiley and Sons (1958).

[17] GROEBER H. — *Zeitschr. d. Ver. Deutsch. Ing.*, 69, 705 (1925).

[18] KLOPP W.D. et al. — Purification of Tantalum during vacuum sintering. *Trans. AIME*, 218, p. 971 (1960).

[19] ROGOWSKI W. — *Archiv. f. Elektrotechnik*, 7, 41 (1918).

[20] VERGNOLLE J. — Peculiarities of Porous Electrodes capacitors. *J. Electrochem. Soc.* (à paraître).

STATISTIQUE DES PHOTOÉLECTRONS D'UN PHOTOMULTIPLICATEUR ÉCLAIRÉ EN LUMIÈRES COHÉRENTE ET INCOHÉRENTE

(Limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques)

(*) (**)

PAR

R. MARCY et J. MARGUIN

C.F.T.H. Service d'Etudes Techniques Avancées
Bagneux

1. Introduction. Particularité des récepteurs optiques

La transmission d'information par porteuse optique connaît actuellement un regain d'intérêt, qui a surtout été suscité par l'apparition des sources laser.

L'objet de notre étude a été de définir avec précision les limites ultimes de détection des récepteurs optiques actuellement disponibles.

D'une façon générale, la sensibilité d'un récepteur est limitée par le bruit. Cette notion est bien connue et, dans toute liaison radioélectrique ou hyperfréquence, on sait que, sauf dans des cas particuliers, il est impossible de détecter un signal inférieur à la puissance de bruit du récepteur $P = KTB$ dans la bande de fréquence de largeur B.

Dans ce cas, la limite de sensibilité est uniquement déterminée par la température de bruit T du récepteur. En outre, la sensibilité est indépendante de l'aspect quantique du rayonnement électromagnétique, car, pour ces bandes de fréquence, la valeur des quanta d'énergie hv est très faible devant la puissance de bruit propre du récepteur.

Par contre, en optique, la valeur de la fréquence est très élevée et l'énergie hv des photons est suffisamment grande pour que la nature quantique de la lumière ait une grande influence sur la limite de détection d'un signal.

Dans ce cas, la sensibilité est donc limitée simultanément :

— par le bruit propre du récepteur et
— par l'aspect quantique de la lumière.

2. Intérêt des liaisons laser

L'intérêt des liaisons optiques par laser découle directement des propriétés de celui-ci.

La valeur très élevée de la fréquence permet d'envisager à long terme des bandes de modulation très larges qui transmettraient simultanément un nombre considérable de communications.

La grande directivité du faisceau accroît la discrétion de la transmission et réduit fortement les possibilités de brouillage volontaire ou involontaire.

La très faible largeur spectrale du laser permet de réaliser des récepteurs optiques superhétérodyne ou homodyne dans lesquels l'influence du bruit propre du récepteur est fortement réduite ainsi que l'influence des bruits parasites extérieurs, grâce à un bon filtrage du spectre de réception.

On peut penser que toutes les possibilités qui sont offertes par les liaisons laser, trouveront leur plein emploi dans les activités spatiales futures. Dans ce cas, les distances qu'il faudra couvrir seront très grandes et seront limitées en partie par la sensibilité ultime des récepteurs.

(*) Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études du 6-1-65 des 2e et 4e sections de la SFER. « Progrès récents dans la détection des rayonnements électromagnétiques, du visible au submillimétrique ».

(**) Ce travail a fait l'objet d'une thèse du 3e cycle soutenue le 23 mars 1964 par J. MARGUIN et qui sera publiée prochainement.

3. Récepteurs optiques

Plusieurs dispositifs pouvant constituer le récepteur optique d'une liaison laser, sont actuellement disponibles.

Ces dispositifs sont constitués par :

— des diodes photoconductrices ou photovoltaïques,

— les photomultiplicateurs.

Du point de vue de la réception, la valeur de ces récepteurs est caractérisée par les paramètres suivants :

a) L'efficacité quantique qui est le rapport du nombre de charges libérées dans le récepteur par la lumière incidente et du nombre de photons qui sont appliqués. Selon le dispositif considéré, ces charges peuvent être constituées par des électrons, des porteurs minoritaires ou des photoélectrons.

b) Le gain du récepteur. Les sources de bruit qui succèdent au récepteur sont d'autant mieux masquées que le gain propre de celui-ci est élevé.

c) Le bruit propre du récepteur.

d) La fréquence maximale de la modulation qu'il peut transmettre.

Le tableau I montre l'intérêt des différents récepteurs optiques, en prenant les paramètres précédents comme critères de comparaison.

4. Photomultiplicateurs. Limite de sensibilité

Les principales sources de bruit du photomultiplicateur sont constituées par :

— le bruit qui est dû à la nature quantique de la lumière,

— le bruit dû à l'effet thermoélectronique de la photocathode,

— des bruits divers dus à l'émission secondaire des dynodes, aux ions provenant d'un mauvais vide, aux mauvais contacts du support, etc.

Parmi ces causes de bruits, les deux premières sont les plus importantes et les plus fondamentales. Par contre, la réduction des bruits divers est du ressort de la technologie.

Le bruit quantique est irréductible, il ne peut absolument pas être éliminé. Il constitue la limite ultime de sensibilité du récepteur. Pour pouvoir atteindre cette limite, il faut éliminer les autres causes de bruit, en particulier l'émission thermoélectronique de la photocathode.

Pour atteindre ce résultat, il suffit de refroidir suffisamment la photocathode pour que l'énergie d'activation des électrons soit inférieure au travail de sortie.

TABLEAU I

Récepteur	Efficacité quantique	Gain	Bruit propre	Fréquence de modulation max.
Diodes { Photovoltaïques / Photoconductrices	Elevé $0{,}5 < q < 0{,}8$	Faible ou nul	Elevé	quelques MHz à quelques GHz
Photomultiplicateurs	Faibles $10^{-2} < q < 10^{-1}$	Elevé $\approx 10^{6}$	Faible	quelques 10^{8} Hz

Ce tableau montre que les diodes présentent une efficacité quantique élevée, un gain faible ou nul et un bruit propre élevé.

Il sera donc très intéressant d'utiliser de tels dispositifs dans des montages superhétérodynes ou homodynes qui permettent de masquer le bruit du récepteur, même si son gain est faible, et de bénéficier pleinement de l'efficacité quantique élevée.

Par contre, le photomultiplicateur qui présente un bruit propre faible et un gain élevé peut être utilisé en détection directe, c'est-à-dire dans un montage infiniment plus simple que le récepteur optique superhétérodyne. Malheureusement son efficacité quantique est faible.

Ces considérations nous ont conduit à faire nos premières mesures en utilisant des photomultiplicateurs, car ils permettent d'atteindre la limite de sensibilité théorique plus facilement que les diodes, avec un simple montage détecteur.

Dans ce cas, il est possible de prévoir théoriquement et de vérifier expérimentalement la limite ultime de sensibilité qui est imposée exclusivement par la nature quantique de la lumière.

Soit :

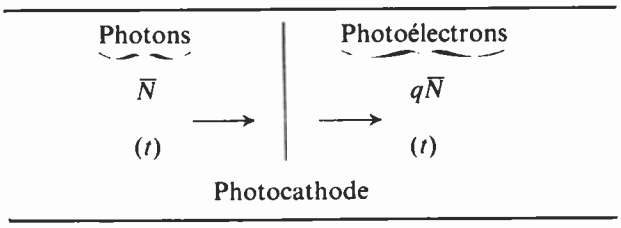
$\overline{N}$ le nombre moyen de photons qui sont appliqués à la photocathode d'un photomultiplicateur pendant le temps de résolution t du récepteur.

q l'efficacité quantique de la photocathode. Cette efficacité est égale au rapport du nombre de photoélectrons qui sont libérés par la photocathode et du nombre de photons qui sont appliqués à celle-ci.

e la charge de l'électron.

B la bande passante du récepteur $t = 1/2B$.

Le fonctionnement de la photocathode peut être schématisé de la façon suivante :



Dans ce montage, l'intensité I_s du courant de signal qui correspond aux photoélectrons produits, est égale à :

$$\overline{I_s} = \frac{q\overline{N}e}{t}$$

La puissance de signal correspondante est proportionnelle à $\overline{I_s^2}$:

$$P_s = k\overline{I_s^2}$$

Si on suppose que la seule cause de bruit possible est due à la nature quantique de la lumière incidente et si on admet que ce bruit est équivalent à un bruit de grenaille associé au courant de signal, la puissance de bruit correspondante sera proportionnelle à $\overline{\Delta i^2}$:

$$P_B = k\overline{\Delta i^2} = k2e\overline{I}_sB$$

Dans cette hypothèse, le rapport signal/bruit en puissance est égal à :

$$\eta = \frac{P_s}{P_B} = \frac{\overline{I_s}}{2eB} = \frac{q\overline{N}}{2Bt} = \frac{q\overline{N}h\nu}{2h\nu Bt}$$

Or, $\overline{N}h\nu/t$ représente la puissance lumineuse P qui est appliquée à la photocathode, d'où :

$$\eta = \frac{qP}{2h\nu B} \qquad (1)$$

Dans un récepteur tel que celui qui est envisagé ici, où toutes les causes de bruit, autres que le bruit quantique, sont éliminées, il est impossible de détecter un signal inférieur au bruit.

A la limite, on a donc : $\eta = 1$.

D'où $2h\nu B = qP$:

$$\frac{h\nu}{t} = q\frac{\overline{N}h\nu}{t}$$

Et $\overline{N} = \frac{1}{q}$ pendant le temps t.

Dans l'hypothèse où seul le bruit quantique limite la sensibilité du photomultiplicateur et en admettant que ce bruit se traduise par un bruit de grenaille associé au courant de signal, le signal laser minimal détectable correspond à $1/q$ photons pendant le temps de résolution t du récepteur.

En 1958, MANDEL [1] a étudié ce problème de façon plus approfondie et a montré que, dans le cas d'une source classique éclairant un photomultiplicateur, si :

G représente le nombre de modes spaciaux interceptés par le récepteur et,

$\bar{m}$ le nombre moyen de photoélectrons produits pendant le temps de cohérence de la source,

l'écart quadratique moyen du nombre de photoélectrons produits est égal à :

$$\Delta\bar{m}^2 = \bar{m}\left(1 + \frac{\bar{m}}{G}\right) \qquad (2)$$

Toutefois ce résultat n'est absolument pas accessible aux mesures, car le temps de cohérence d'une source classique est extrêmement faible et ce temps est beaucoup plus petit que le temps de résolution des meilleurs récepteurs.

Dans ce cas, compte tenu du rapport entre le temps de résolution des récepteurs réalisables et le temps de cohérence des sources classiques, on trouve pratiquement :

$\overline{\Delta N^2} = \overline{N}$ dans le temps de résolution du récepteur.

Ce résultat correspond à une distribution temporelle des photoélectrons en loi de Poisson, ou encore à l'effet de grenaille.

Au cours des années 1961 et 1962, MANDEL [2] et CORCORAN et PAO [3] ont pensé que la relation (2) s'appliquerait également lorsque le laser éclairait un photomultiplicateur.

Dans cette hypothèse,

$\bar{m}$ représente le nombre moyen de photoélectrons produits pendant le temps de cohérence du laser et

G le nombre de modes en fréquence du laser.

Ce cas est très différent du précédent car ici le temps de cohérence de la source laser est très grand et devient facilement de beaucoup supérieur au temps de résolution des récepteurs courants.

Il en résulte que dans le cas du laser, les fluctuations qui correspondent à la relation (2) devraient être observables.

Dans le temps de résolution du récepteur, on devrait donc trouver :

$$\overline{\Delta N^2} = \overline{N}\left(1 + \frac{\overline{N}}{G}\right).$$

Ces fluctuations correspondent à une puissance de bruit très supérieure à celle due au simple effet de grenaille et elles conduisent à une limite de sensibilité très supérieure à $1/q$ photons par temps de résolution.

Il est donc fondamental de vérifier ce point et d'analyser de façon très précise le bruit qui est produit par un photomultiplicateur refroidi, éclairé par une source classique et par un laser.

5. Appareillage de mesure

Pour effectuer cette vérification, un banc de mesure optique a été réalisé :

Ce banc comprend (fig. 1) :

— Une source *S* qui peut être constituée, soit par une lampe au tungstène qui représente la source classique, soit par un laser,

— Un ensemble d'atténuateurs et de filtres permet de faire varier de façon continue l'intensité lumineuse et la bande passante optique,

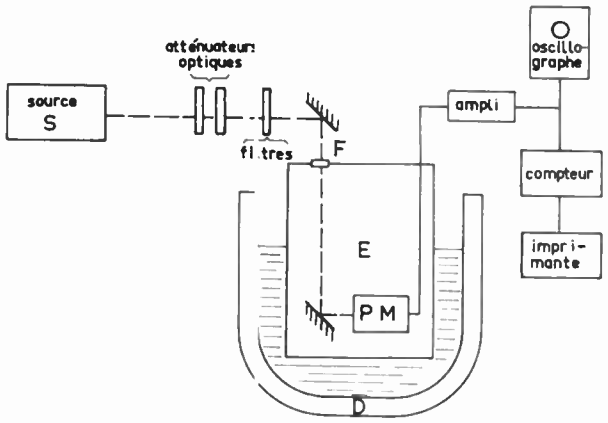


FIG. 1. — Banc de mesure optique

— Une enceinte étanche *E* renferme le photomultiplicateur utilisé.

La partie inférieure de cette enceinte plonge dans un dewar *D* rempli d'azote liquide.

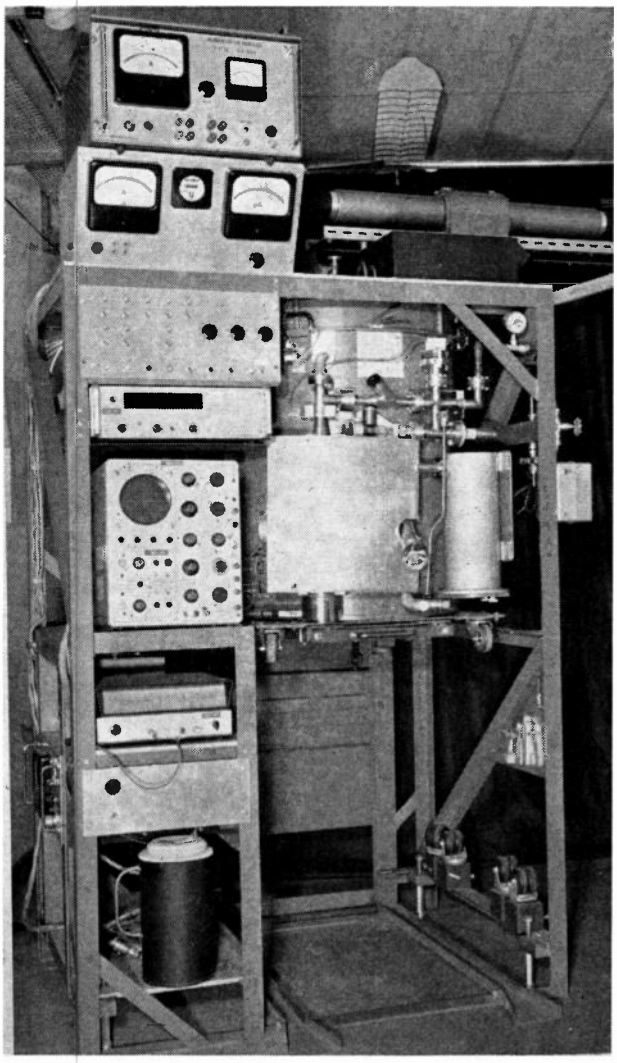


FIG. 2.

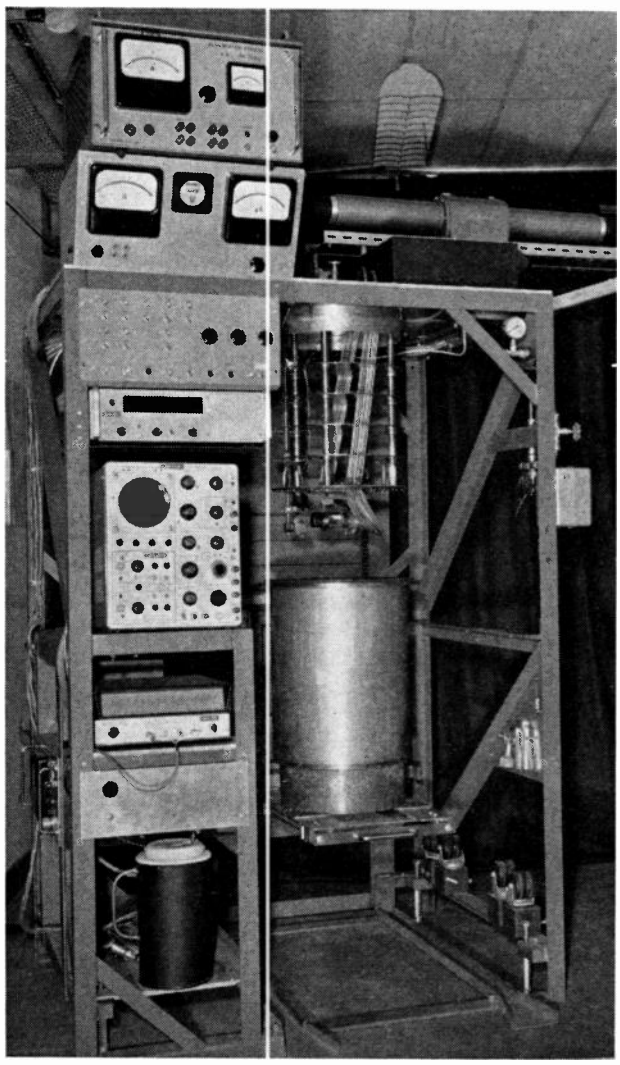


FIG. 3.

Une fenêtre étanche F permet d'introduire le faisceau lumineux à l'intérieur de l'enceinte.

Lorsque l'équilibre thermique est atteint, la partie inférieure de l'enceinte et le photomultiplicateur qu'elle renferme sont portés à 77 °K.

— Un amplificateur à faible bruit et à large bande porte à un niveau suffisant les signaux qui sont fournis par le photomultiplicateur,

— Un oscillographe permet d'observer ces signaux,

— Un compteur totalise les impulsions qui sont fournies par le photomultiplicateur dans un temps donné,

— Une imprimante enregistre le total sur une bande de papier.

La figure 2 donne une vue d'ensemble du banc de mesure, lorsque le dewar est mis en place et que l'enceinte renfermant le photomultiplicateur plonge dans l'azote liquide.

La figure 3 représente la même vue, lorsque le dewar est enlevé et que l'enceinte est démontée. Dans cette position, la figure montre la très grande accessibilité du récepteur.

5.1. Mesures effectuées

Lorsque le niveau lumineux est élevé, le signal qui est fourni par le photomultiplicateur correspond à un bruit video classique (fig. 4*a*). Ce bruit se traduit par un signal fluctuant continu.

Lorsque le niveau lumineux diminue, la structure apparente du bruit se modifie et prend l'allure d'impulsions distinctes discontinues, réparties aléatoirement dans le temps (fig. 4*b*).

Lorsque l'intensité lumineuse est encore plus faible, les impulsions sont nettement distinctes et l'intervalle de temps moyen qui sépare deux d'entre-elles est suffisamment grand pour pouvoir isoler facilement une seule impulsion (fig. 4*c*).

Dans ce cas, chaque impulsion traduit l'émission d'un photoélectron par la photocathode, sous l'effet des photons incidents.

Enfin, lorsque le niveau lumineux est nul, il n'apparaît plus aucune impulsion à la sortie du photomultiplicateur. Seul le bruit propre de l'amplificateur video subsiste. Ce bruit est très faible ; il peut donc être négligé (fig. 4*d*).

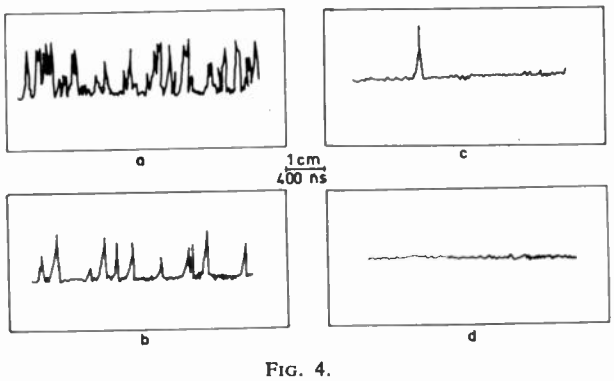


Fig. 4.

Cette première expérience montre que lorsque le photomultiplicateur est suffisamment refroidi, la seule cause de bruit possible est directement liée à l'arrivée des photons incidents. Un tel montage peut donc permettre d'analyser la nature du bruit quantique d'un récepteur.

Comme tous les bruits, le bruit quantique se traduit par une altération des informations transmises. D'une façon plus précise, à bas niveau, mais à intensité lumineuse constante, cette altération se manifeste par une indétermination sur le nombre d'impulsions qui sont fournies par le photomultiplicateur dans un temps donné.

Le calcul effectué précédemment a montré que, dans le cas d'une source laser, si la distribution temporelle de ces impulsions est en loi de Poisson, la limite de sensibilité du récepteur correspond à $1/q$ photons pendant le temps de résolution.

Les hypothèses de Mandel et Corcoran et Pao, supposent une indétermination sur le nombre d'impulsion très supérieure à celle qui est donnée par la loi de Poisson, ce qui entraîne une forte réduction de la sensibilité.

Pour vérifier ces différentes hypothèses, il suffit donc de déterminer la loi de probabilité de la distribution temporelle des impulsions qui sont fournies par le photomultiplicateur refroidi, fonctionnant à bas niveau et à intensité constante.

Pour effectuer cette mesure, les impulsions transmises par le récepteur sont échantillonnées par une porte de durée connue T (fig. 5 *a* et *b*).

Les impulsions sélectionnées sont totalisées par un compteur. Ce dernier commande une imprimante qui inscrit sur une bande de papier le nombre d'impulsions qui sont sélectionnées par chaque porte ouverte pendant un intervalle de temps T (fig. 5 *c* et *d*).

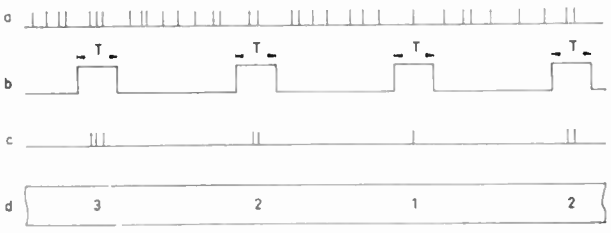


Fig. 5.

Un calculateur électronique permet, à partir de ces nombres, de déterminer la moyenne $\overline{N}$ et l'écart quadratique moyen $\overline{\Delta N^2}$.

Le calculateur électronique effectue également le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ pour un nombre de comptages variable.

Il permet également de tracer la loi de Poisson théorique qui correspond à la moyenne $\overline{N}$ et de comparer l'histogramme expérimental à la loi théorique en appliquant le test du χ^2.

Tous ces essais ont été effectués avec un tube *150CVP*, en utilisant successivement une source constituée par une lampe au tungstène et par un laser.

Par ailleurs, la durée d'ouverture des portes a varié entre 0,01 ms et 10 ms et le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ a été calculé pour un nombre de comptages compris entre 100 et 1 000.

6. Résultats obtenus

Le tableau 2 représente les résultats obtenus avec, d'une part, une source classique constituée par une lampe au tungstène et d'autre part, avec deux lasers différents, à gaz NeHe à excitation continue :

Le premier (laser I) a une longueur de 1 m environ et une configuration confocale. Ce laser oscille dans un mélange de modes TEM_{np} d'ordres élevés qui correspondent chacun à 6 ou 7 modes axiaux.

Le second (laser II) a une longueur de 30 cm environ et une configuration semi-concentrique. Ce laser qui oscille dans le mode fondamental TEM_{00} présente au maximum 2 ou 3 modes axiaux.

La deuxième colonne du tableau donne la durée T d'ouverture de la porte d'échantillonnage. Au cours des expériences effectuées, cette durée est comprise entre 0,01 ms et 10 ms.

Les deux colonnes suivantes caractérisent la cohérence temporelle et la cohérence spatiale.

La cohérence temporelle est déterminée par le rapport entre la durée d'ouverture de la porte et le temps de cohérence de la source.

Lorsque la durée d'ouverture de la porte est plus grande que le temps de cohérence de la source, il n'y a pas de cohérence temporelle. C'est le cas de toutes les expériences effectuées avec la source thermique.

Par contre, lorsque la durée d'ouverture de la porte est inférieure au temps de cohérence de la source, il y a cohérence temporelle. C'est pratiquement le cas de toutes les expériences effectuées avec le laser.

En ce qui concerne la cohérence spatiale, cette cohérence est automatiquement assurée dans toutes les expériences qui utilisent le laser.

Par contre, dans le cas de la source thermique, la dernière spatiale dépend, entre autres choses, de l'étendue de la source et du récepteur. L'emploi d'un diaphragme d'ouverture variable permet donc de modifier à volonté cette cohérence.

TABLEAU 2

Résultats expérimentaux

1 Paramètres / Exp. n°	2 Source	3 Temps de comptage (ms)	4 Cohérence Tempor.	4 Cohérence Spatiale	5 $<N>$	6 $\frac{<\overline{\Delta N^2}>}{<\overline{N}>}$ (expér. I)	7 $\frac{<\overline{\Delta N^2}>}{<\overline{N}>}$ (Bose)	8 Probab. $(\chi^2 > \chi_0^2)$
1	lampe	1	non	non	32,76	0,95	1	40 %
2	lampe	10	non	non	327,86	0,99	1	40 %
3	lampe	10	non	non	218,64	0,95	1	40 %
4	lampe	0,1	non	non	386,43	0,71	1	< 5 %
5	lampe	0,1	non	non	3,35	0,91	1	—
6	lampe	10	non	non	322,61	0,99	1	40 %
7	lampe	0,1	non	quasi	18,91	0,94	1	60 %
8	Laser I	0,1	quasi	oui	18,86	1,15	1,4	40 %
9	Laser I	0,01	oui	oui	2,83	1,05	1,3	35 %
10	Laser II	0,1	quasi	oui	17,22	0,94	2,4	50 %
11	Laser II	0,1	quasi	oui	6,30	0,91	1,5	50 %

Le tableau montre que, dans le cas de l'utilisation de la source thermique les six premières expériences ont été effectuées sans avoir de cohérence spatiale. Par contre, la septième expérience a été faite dans des conditions telles que la cohérence spatiale soit assurée.

La colonne 5 représente le nombre moyen d'impulsions comptées dans chaque porte. Ce nombre dépend de la durée d'ouverture de la porte et de l'intensité du flux lumineux. Le tableau montre qu'au cours des essais, ce nombre a varié entre 2,83 et 386,43.

La colonne 6 donne le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ mesuré expérimentalement. Les résultats obtenus montrent que, dans tous les cas, ce rapport est toujours très proche de 1.

La colonne 7 donne le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ qui devrait théoriquement être trouvé en appliquant les hypothèses de MANDEL et CORCORAN et PAO, énoncées en 1958, 1961 et 1962.

Le calcul effectué tient compte d'une part, du rapport entre la durée d'ouverture des portes et le temps de cohérence de la source et, d'autre part, du nombre de modes en fréquence des lasers.

La comparaison entre cette colonne et la précédente, montre que ces hypothèses se trouvent confirmées par l'expérience dans le cas de la source thermique.

Par contre, en ce qui concerne le laser, une divergence très nette apparaît entre ces hypothèses et les résultats expérimentaux. Dans ce cas, bien que la durée d'ouverture des portes soit toujours inférieure au temps de cohérence du laser, le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ est très proche de 1. Ce résultat montre que la distribution temporelle des impulsions produites par le laser est poissonnienne et qu'un laser comportant G modes en fréquence n'est absolument pas équivalent à G sources gaussiennes superposées. Le laser ne constitue donc pas une source gaussienne, mais il présente au contraire de faibles fluctuations d'intensité.

Du point de vue des fluctuations, le laser est donc, en optique, l'équivalent de l'oscillateur radioélectrique classique.

Par contre, les sources thermiques sont réellement gaussiennes, elles présentent de très fortes fluctuations d'intensité.

Toutefois, compte tenu de la brièveté du temps de cohérence de ces sources, il est impossible, avec le dispositif utilisé, de déceler ces fluctuations. Dans ce cas, pour des raisons purement expérimentales, on trouve également : $\overline{\Delta N^2}/\overline{N} = 1$.

Contrairement aux hypothèses de MANDEL et CORCORAN et PAO, le bruit quantique produit par un laser appliqué à un photomultiplicateur est donc un bruit de grenaille. Le calcul effectué précédemment en appliquant cette dernière hypothèse est valable, et la limite de sensibilité d'un récepteur éclairé par un laser est bien égale à $1/q$ photons par temps de résolution.

La dernière colonne correspond au test du χ^2 appliqué aux résultats de la colonne 6, en postulant que la distribution temporelle des impulsions fournies par le photomultiplicateur est en loi de Poisson.

Les probabilités données par ce test montrent que l'écart entre les mesures expérimentales et la loi de Poisson théorique est faible. Ce résultat confirme que la distribution temporelle des impulsions est bien poissonnienne.

La figure 6 représente, dans le cas de la source thermique et dans le cas des deux lasers, la variation du rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ en fonction du nombre de comptages.

Les courbes obtenues montrent qu'indépendamment de la source utilisée, le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ se stabilise au voisinage de 1 lorsque le nombre de portes est supérieur à quelques centaines. Ces résultats confirment la nature poissonnienne du bruit quantique.

Enfin, les figures 7 et 8 représentent la courbe de répartition cumulative de la loi de Poisson théorique et de l'histogramme expérimental, dans le cas de la source thermique et dans le cas du laser.

Les courbes montrent un écart très faible entre les mesures expérimentales et la loi théorique. Ces résultats confirment également la nature poissonnienne du bruit quantique.

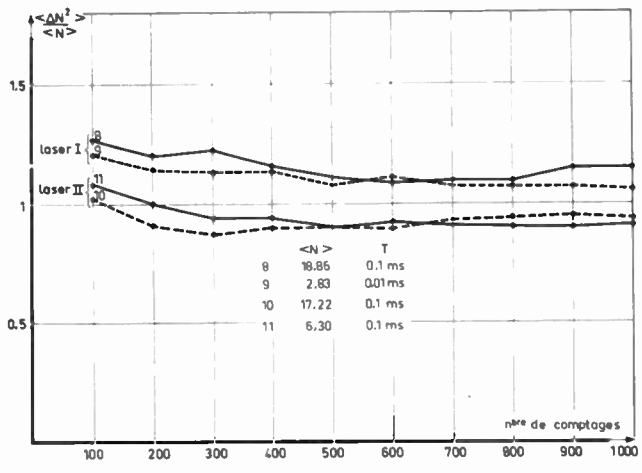


FIG. 6. — Rapport Variance moyenne

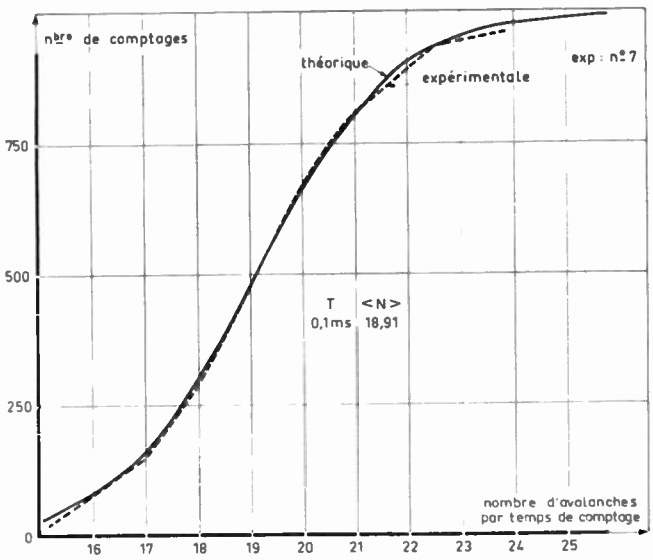


FIG. 7. — Lampe : Courbe de répartition cumulative

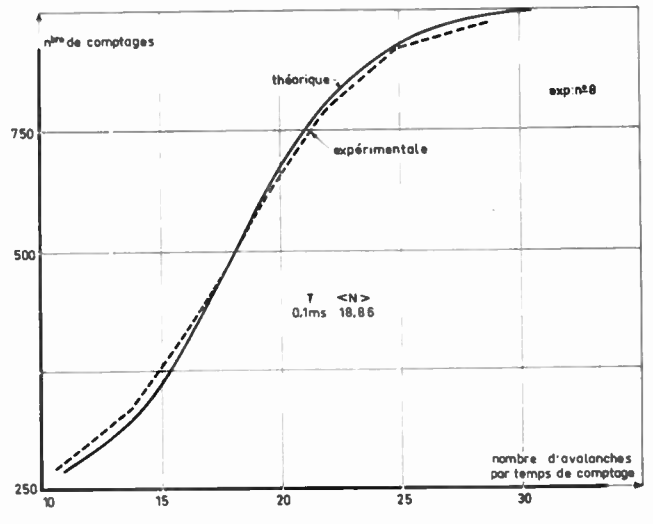


FIG. 8. — Laser : Courbe de répartition cumulative

7. Conclusion

Le bruit quantique produit par un laser éclairant un photomultiplicateur refroidi, se traduit par une indétermination sur le nombre de photoélectrons produits dans un temps donné.

L'analyse statistique de cette indétermination montre que la distribution temporelle des photoélectrons produits correspond à la loi de Poisson.

Cette indétermination se traduit donc par un bruit de grenaille associé au signal, bruit qui limite la sensibilité du récepteur.

Pour un rapport signal/bruit égal à 1, cette limite est égale à $1/q$ photons par temps de résolution.

Le fait que la distribution temporelle des photoélectrons est en loi de Poisson, permet également de calculer la probabilité de détection du photomultiplicateur. Cette probabilité est égale à la probabilité qu'au moins un photoélectron soit émis pendant un temps donné.

Soit :

q l'efficacité quantique du photomultiplicateur.

$\overline{N}$ le nombre moyen de photons transmis pendant le temps t.

La probabilité d'avoir au moins un photoélectron est égale à :

$$P = 1 - e^{-q\overline{N}}$$

A titre d'exemple, si on prend $q = 10^{-2}$ et $\overline{N} = 460$, on trouve : $P = 0{,}99$.

Dans ce cas, il subsiste toujours une indétermination égale à t sur le moment auquel le photoélectron est produit.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MANDEL L. — Proceedings of the Physical Society, 1er janvier 1958, p. 1037-1048.

[2] MANDEL L. et WOLF E. — *Physical Review*, Vol. 124, 124, N° 6, 15 décembre 1961, p. 1696-1702.

[3] CORCORAN V.J. et PAO Y.H. — *Josa*, Vol. 52, N° 12, décembre 1962, p. 1341.

LECTURE MÉCANIQUE DES DISQUES : PROGRÈS RÉCENTS*

Comparaison avec les rubans magnétiques

PAR

A. DILLET

Ingénieur I.S.E.P. Docteur-Ingénieur C.E.N. Saclay

1. Introduction

Que nous l'appréciions ou non, nous savons tous la place de premier plan que l'industrie phonographique a prise dans notre société. Depuis les premières années cinquante, la haute fidélité sonore est devenue une entité internationale dont l'attrait a encore été renforcé, depuis 1961 environ, par la généralisation des procédés stéréophoniques.

Parmi les nombreux ensembles technologiques qui concourent à notre enchantement, ou à notre exaspération auditive, nous allons essayer de « faire le point » sur le domaine de la lecture mécanique des disques. En effet, loin d'être le fruit du seul empirisme artisanal, comme beaucoup le croient, la lecture mécanique des disques est aujourd'hui une technique hautement élaborée, faisant appel aux technologies et aux métrologies les plus délicates.

2. Position du problème

Le principe de la reproduction phonographique est bien connu : on impose à la surface du disque une modification géométrique (vitesse de gravure ou vélocité), image du signal à reproduire, que l'on suit à la reproduction à l'aide d'une pointe qui prend alors avec sa monture un mouvement (vitesse), image du signal utile. Ce mouvement est ensuite transformé en tension électrique à l'aide de divers procédés : piézoélectrique, électromagnétique, électrodynamique, magnétodynamique. Cette tension électrique, dûment amplifiée et appliquée à un transducteur de sortie, donnera une pression acoustique ; le but de la haute fidélité est d'avoir une reproduction fidèle du signal original (encore que la définition « reproduction fidèle » soit l'objet de nombreuses controverses). Mais, pour l'instant, nous nous limiterons au premier stade : transformation du signal gravé sur le disque en tension électrique. Disons tout de suite que la transformation en tension du mouvement de la palette porte-pointe ne pose plus, à l'heure actuelle, de trop nombreux problèmes, même avec des distorsions inférieures à 1 %, du moins avec des têtes de lecture de bonne qualité. Nous laisserons de côté ce point car nous allons voir que l'extraction du signal gravé sur le disque pour en faire un mouvement de pointe de lecture est autrement plus critique et est à peine résolue à l'heure actuelle de façon satisfaisante.

3. Rappel des principes de gravure et de lecture

Rappelons encore que l'on rencontre couramment, à l'heure actuelle, deux types de gravure de disques que nous allons examiner succinctement : la gravure monaurale (latérale) et la gravure stéréophonique (45/45).

3.1. Gravure latérale

Vu en coupe, le sillon normalisé a le profil représenté en figure 1. La gravure s'effectue seulement d'une manière latérale, c'est-à-dire parallèlement au

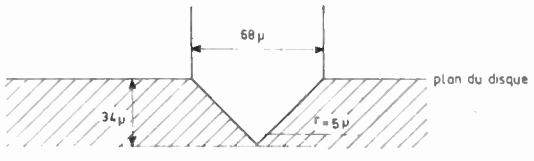


Fig. 1.

*Exposé de mise au point ayant fait l'objet de la 2e thèse présentée par l'auteur à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris pour l'obtention du titre de Docteur-Ingénieur.

plan du disque. La lecture s'effectue classiquement avec une pointe conique à terminaison hémisphérique dont le rayon de courbure est compris entre 17 et 25 μ (encore que les normes récentes de gravure devraient permettre la lecture avec une pointe de 12 μ).

3.2. Gravure stéréophonique 45/45

Lancée commercialement en 1958 par la firme Westrex [1], la gravure 45/45 utilise le même sillon de base que la gravure latérale pour inscrire les deux canaux stéréophoniques. Pour cela, on module chaque flanc du sillon par l'un des canaux et suivant une direction perpendiculaire à ce flan (soit à 45º par rapport au plan du disque). On obtient ainsi un phénomène symétrique mais que l'on peut, pour les calculs, décomposer en une gravure latérale pure et en une gravure verticale pure (les premiers procédés stéréophoniques utilisaient d'ailleurs directement une gravure latérale-verticale).

La lecture s'effectue classiquement avec une pointe conique à terminaison hémisphérique de rayon compris entre 12 et 17 μ (certains essais ont même été faits en 6 μ). Il est souhaitable que l'attelage mobile de lecture présente des caractéristiques mécaniques (souplesse, masse dynamique...) sensiblement identiques dans le sens horizontal et dans le sens vertical.

Nous nous bornerons à l'étude de la gravure 45/45 (décomposée en gravures verticale et latérale) car elle comporte ipso facto l'étude de la gravure purement latérale. Nous allons donc revoir brièvement les diverses causes de distorsion lors de la lecture d'une gravure 45/45 et indiquer les perfectionnements (les fondamentaux étant les plus récents d'ailleurs) qui permettent de réduire ces distorsions à des valeurs compatibles avec les normes « haute fidélité ».

4. Distorsions dues à des causes purement géométriques

4.1. Gravure latérale

Depuis longtemps déjà, de très nombreux auteurs [2] à [9] ont étudié les distorsions qui prennent naissance lors de la lecture d'une gravure latérale. Dans le plan horizontal, on distingue trois types de distorsions, groupées par les auteurs anglo-saxons sous le titre de « tracing distortions » et que nous appellerons « distorsions géométriques ».

4.4.1. *Distorsion de translation*

Cette distorsion prend naissance lorsque l'équipage mobile présente une certaine souplesse dans le sens longitudinal (direction de déplacement du disque). On l'évite assez simplement en raidissant l'attelage mobile dans le sens voulu ($0{,}1 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne, par exemple) et ce problème est résolu depuis assez longtemps, aussi n'en reparlerons-nous pas dans la suite de cet article.

4.1.2. *Distorsion de courbure*

Cette distorsion se présente sur les fréquences élevées pour la raison suivante : le burin graveur présentant une section différente de celle de la pointe lectrice, grave un sillon avec un rayon de courbure qui peut être inférieur à celui de la terminaison hémisphérique de la pointe lectrice (fig. 2). Il est

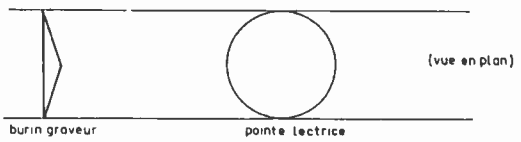


Fig. 2.

évident que ce phénomène peut donner lieu à des distorsions prohibitives, difficilement chiffrables puisque, dans les cas extrêmes, le trajet moyen suivi par la pointe n'a plus qu'une ressemblance très lointaine avec la gravure originale.

4.1.3. *Distorsion de tangence*

Valable dans tous les cas, cette distorsion par harmonique 3 a la même origine que la précédente, à savoir la différence de forme entre le burin graveur et la pointe de lecture. En effet, les arêtes latérales du burin sont toujours tangentes aux flancs du sillon, suivant une direction perpendiculaire à la direction *moyenne de déplacement* du disque, alors que la pointe à section circulaire est tangente aux flancs du sillon suivant une direction perpendiculaire à la *tangente du profil* du sillon ; cette distorsion ne s'annule donc que pour un sillon non modulé ou pour les points où la tangente au sillon est parallèle au sillon non modulé.

4.1.4. *Effet de pince*

Rappelons un phénomène qui prend naissance à la gravure latérale mais dont les effets ne sont sensibles que dans la composante verticale : l'effet de pince. Celui-ci est dû, une fois encore, à la différence de profil entre le graveur et la pointe lectrice :

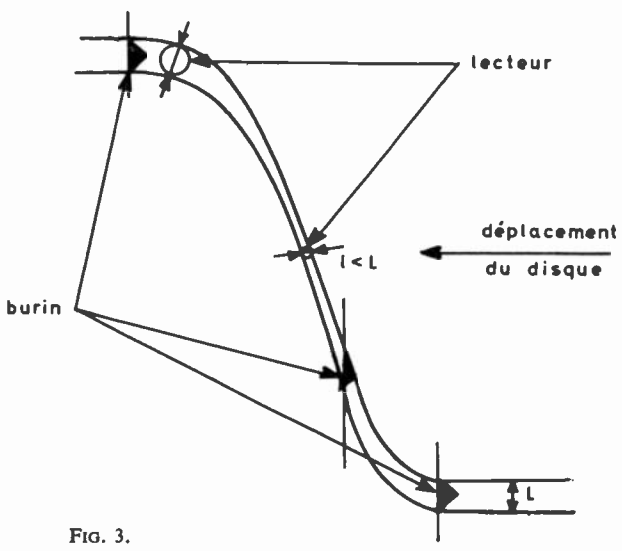


Fig. 3.

lorsque le graveur se déplace latéralement, la largeur du sillon suivant la direction perpendiculaire à sa tangente varie (fig. 3). Du fait de son profil hémisphérique, la pointe lectrice s'enfoncera alors plus ou moins dans le sillon, donnant naissance, dans le plan vertical, à une composante d'harmonique 2. En lecture monaurale, et sous réserve que l'attelage mobile présente tout de même une certaine souplesse verticale ($\geqslant 2 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne), ce phénomène est peu gênant car la sensibilité verticale du lecteur est théoriquement nulle. Par contre, en stéréophonie, où cette dernière est nominalement égale à la sensibilité horizontale, l'effet de pince peut devenir particulièrement gênant avec des vitesses de gravure latérales élevées.

Remarque. Le présent paragraphe suppose nulle l'erreur de piste (cf. plus loin) d'une part, ne tient pas compte des phénomènes élastiques ou plastiques au niveau du disque d'autre part, et, enfin, suppose qu'il n'y a jamais perte de contact entre la pointe lectrice et les *deux* flancs du sillon.

4.2. Gravure verticale

Il est bien évident que nous allons retrouver en gravure verticale les mêmes familles de distorsion qu'en gravure horizontale et pour la même raison : différence de forme entre burin graveur et pointe lectrice (fig. 4).

Fig. 4.

a) Les distorsions de courbure et de tangence par harmonique 3 sont encore présentes mais beaucoup plus accentuées qu'en gravure latérale. L'analyse mathématique du phénomène a été faite depuis assez longtemps (Corrington, Davis, Hunt, etc.) et l'on peut dire que cette augmentation des distorsions en gravure verticale est due, grosso modo, au fait que la pointe lectrice n'est pilotée par le sillon qu'en un seul point, alors qu'en gravure latérale, les deux flancs du sillon contribuent à maintenir la pointe (action genre push-pull).

b) Effet de pince. Nous avons vu, à propos de la gravure latérale, le problème de l'effet de pince et ses implications en stéréophonie, aussi n'y reviendrons-nous pas.

c) Nous allons maintenant rencontrer un type de distorsion spécifique à la gravure verticale, la distorsion d'angle d'attaque (« tracking distortion »). Ce phénomène prend naissance du fait que, pour débattre dans le plan vertical, le graveur aussi bien que la pointe lectrice sont pivotés autour d'un axe qui n'est pas dans le plan du disque (fig. 5). L'angle d'attaque (« slant angle ») E du burin fait qu'en gravure verticale, la forme de l'onde gravée dans le plan du disque n'est pas l'image géométrique du signal appliqué. A la lecture, l'attelage mobile présente lui aussi, un angle d'attaque R. Evidemment, on peut penser que si $E = R$, le problème est résolu. En fait, comme le problème ne se présentait pas en monophonie, une certaine anarchie s'était installée lors du passage en stéréophonie : E variait de 0° (Decca) à +23° (Westrex) et D pouvait aller de 0° (Decca)

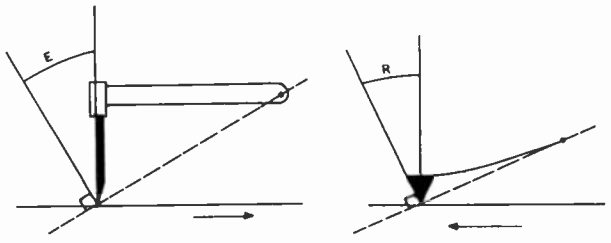


Fig. 5.

à 40° (Shure). On avait donc, pratiquement, beaucoup de chances de travailler avec une erreur d'angle d'attaque et on a montré (Madsen) que cette erreur donnait naissance à une distorsion par harmonique 2 qui peut atteindre des valeurs inquiétantes dans les cas extrêmes (30 %).

Remarque. Dans tous les cas de distorsions que nous avons vus, nous avons considéré les distorsions harmoniques en régime sinusoïdal simple. Or, les tests par intermodulation, plus proches de l'utilisation réelle, sont encore plus sévères (ils ont été faits dans tous les cas) et donnent toujours des chiffres plus pessimistes que ceux du régime harmonique. Jusqu'ici, on voit donc que la lecture des disques, surtout en stéréophonie, risquait fort de s'effectuer dans des conditions peu compatibles avec un idéal où les distorsions globales devraient tourner autour de 1 %.

5. Améliorations récentes des distorsions géométriques

Devant la situation que nous venons de résumer les constructeurs ne pouvaient rester indifférents et, depuis deux ans environ, on a pu assister à des améliorations spectaculaires de la lecture des disques.

5.1. Distorsion d'angle d'attaque

Devant la situation dans ce domaine, la réaction s'est présentée de la même manière que pour les corrections de gravure : les grands organismes de normalisation (RIAA, CCIR, etc.) ont proposé une normalisation de l'angle d'attaque à 15°. Tout semblait donc résolu mais, au début de 1963, les travaux de Bauer (CBS) et Woodward (RCA) sont venus jeter un jour nouveau sur la question. En effet, ces deux auteurs ont montré que la gravure *réelle* effectuée avec un graveur ne correspondait pas à l'angle d'attaque de ce dernier et ce, avec une différence importante (de 15 à 25°). Ce phénomène s'explique, d'une

part, par la flexion du burin graveur sous l'effort de gravure et, d'autre part, par l'élasticité de la cire de première gravure qui « revient » (« springback ») après le passage du burin. On arrive à la conclusion que, pour lire avec une tête normalisée à 15° et avec un minimum de distorsion, l'angle d'attaque du graveur doit se situer à 34° environ. Dans ces conditions, et compte tenu du fait que l'angle réel de gravure varie légèrement avec la profondeur de modulation, on peut réduire la distorsion résiduelle à moins de 1 %. L'adoption généralisée de ces normes dans ces derniers mois doit donc permettre de résoudre très favorablement le problème de l'angle d'attaque vertical [10] à [15].

5.2. Distorsions géométriques

Nous avons vu que le problème des diverses distorsions géométriques était connu théoriquement depuis longtemps mais les seules améliorations apportées avant fin 1963 avaient été la réduction des dimensions des pointes de lecture (rayon de 12,5 μ en stéréophonie) [16] à [18]. Mais à cette époque une idée, dans l'air depuis longtemps [19], a commencé à voir le jour commercialement, permettant des progrès décisifs dans ce domaine : il s'agit de la modification de la géométrie de la pointe lectrice.

En effet, plusieurs constructeurs ont, depuis le début 1964, mis sur le marché des pointes de lecture dont l'extrémité est non plus hémisphérique mais hémi-elliptique (fig. 6).

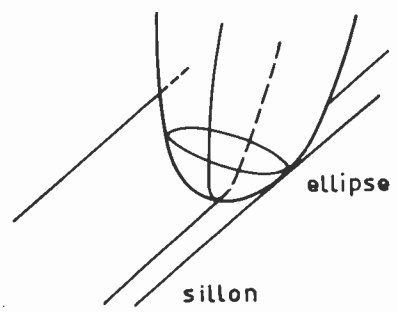


Fig. 6. — Rayon de courbure perpendiculaire au sens de déplacement du sillon : $\sim 22\ \mu$.
Rayon de courbure aux points de contact latéraux du sillon : $\sim 5\ \mu$.

On obtient donc, pour la première fois, une pointe de lecture dont le profil se rapproche infiniment plus qu'avant de celui du burin graveur. Les conséquences sont immédiates : toutes les distorsions géométriques (courbure, tangence, effet de pince) sont réduites considérablement, jusqu'aux alentours de 2 % semble-t-il (*), et les résultats d'écoute confirment pleinement les améliorations que la théorie permettait de prévoir. La taille de telles pointes en diamant représente, bien sûr, un tour de force technologique mais les résultats remarquables qu'elles permettent leur assurent dès maintenant une généralisation très prochaine [20].

On voit donc que deux progrès très récents (normalisation à 15° et pointes elliptiques) permettent aujourd'hui de résoudre d'une manière quasi idéale tous les problèmes inhérents à la géométrie des gravures sur disque et à leur lecture.

6. Distorsions dues à des causes dynamiques et élastiques. Problèmes d'usure et de détérioration

Nous allons maintenant essayer de faire rapidement le point sur un ensemble de questions assez délicates et sur lesquelles l'accord des spécialistes n'est pas encore totalement réalisé. Il s'agit des phénomènes faisant intervenir des causes dynamiques pendant la lecture, ainsi que l'élasticité et la plasticité du disque lui-même, avec toutes les conséquences dans le domaine de l'usure et de la détérioration.

a) Voyons d'abord le phénomène, plus géométrique qu'élastique en fait, de la « perte de contact ». En gravure latérale, et aux fortes vitesses de gravure, il se peut que la résultante des forces appliquées à la pointe tende à faire remonter celle-ci le long d'un des flancs du sillon, faisant ainsi perdre le contact avec l'autre flanc, ce qui est cause, bien sûr, d'importantes distorsions. De même, en gravure verticale, la pointe de lecture peut ne pas redescendre d'elle-même assez vite dans un creux de modulation, perdant ainsi tout contact avec le sillon. Mais ce phénomène (et c'est pour cette raison que nous le traitons dans ce paragraphe) est contrôlé par la combinaison des paramètres force d'appui, masse dynamique et souplesse de l'attelage mobile. Avec un lecteur donné, le remède classique pour éviter les pertes de contact consiste à augmenter la force d'appui. On arrive effectivement à garder un contact correct dans ces conditions. Mais avec les paramètres des lecteurs antérieurs à 1961/62 (2 à $5 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne, 3 à 5 mg dynamiques et 3 à 7 g de force d'appui), un autre problème, et des plus graves, se pose alors : celui de la réaction de l'attelage mobile sur le disque, autrement dit, la détérioration éventuelle du support par le lecteur.

b) En effet, le vinyle dans lequel sont pressés les disques est loin d'être une matière indéformable et la pointe de lecture, qui présente fatalement une certaine inertie, va réagir sur la matière du sillon lorsqu'elle sera animée d'un mouvement. Le tout est de savoir jusqu'à quel point cette réaction peut distordre le signal lu, d'une part, et même modifier de façon permanente le profil du sillon, d'autre part. Plusieurs chercheurs se sont penchés sur le problème depuis une dizaine d'années mais les résultats les plus significatifs ne sont acquis que depuis 1961 et la question n'est pas encore close [21] à [28]. Grosso modo, on peut dire que le vinyle soumis à la pression d'une pointe sphérique très dure (diamant) présente trois régimes de déformations : un régime de déformation purement élastique, un régime où la déformation plastique reste entièrement sous la surface et un régime de déformation plastique de surface. Il est bien évident que l'on souhaite éviter le troisième régime qui détériore le disque de façon permanente. Il a été montré

(*) Aucune étude numérique systématique n'est encore disponible sur le sujet.

que le paramètre déterminant dans ce problème était la masse dynamique de pointe. Il est d'ailleurs à noter que, dans certaines limites, la distorsion par harmonique 3 provoquée par la déformation du sillon (élastique ou plastique faible) peut compenser la distorsion géométrique de courbure ayant lieu avec une pointe hémisphérique.

De toutes façons, et bien que la controverse soit encore ouverte (BARLOW/WALTON), la réduction de la masse dynamique de pointe aux alentours de 1 mg, ou moins si possible, permet d'éviter, dans les conditions réelles d'utilisation, d'infliger des dégâts permanents aux disques (à 1 mg, et 2,7 g de force d'appui, la distorsion à la lecture est inférieure à 5 % et on ne constate aucune déformation permanente).

Il faut remarquer que ce paramètre est très critique : en effet, si une pointe de 1 mg n'endommage pas le disque même après 1500 passages, une pointe de 3 mg impose environ 20 % de déformation permanente au premier passage et, au bout de 120 passages, la modulation d'origine est totalement oblitérée (mesures faites à 12 kHz, plage extérieure d'un disque de fréquence stéréophonique).

Depuis 2 à 3 ans, les constructeurs se sont efforcés de réduire les masses dynamiques de pointe et, à l'heure actuelle, les bons lecteurs présentent couramment des valeurs de 0,5 mg (on trouve même 0,35 mg). Avec de tels paramètres, il est intéressant de réduire fortement les forces d'appui, ce qui est très avantageux du point de vue usure, surtout avec les très faibles rayons de courbure de pointes. Mais, pour cela, il faut aussi avoir de fortes souplesses de l'attelage mobile (pertes de contact, réactions sur le porte-tête, etc.). Dans ce domaine aussi, les progrès ont été considérables ces dernières années : on trouve couramment des souplesses verticales et horizontales de $20 \cdot 10^{-6}$ (on monte jusqu'à $35 \cdot 10^{-6}$) avec des forces d'appui de l'ordre du gramme (on est descendu à 0,5 g). En somme, on sait actuellement, mais seulement depuis peu de temps, réaliser des têtes de lecture qui évitent vraiment de détériorer les disques. D'autre part, les usures sont très faibles et des durées de vie de plusieurs milliers d'heures pour les pointes lectrices et de quelques milliers de passages pour les disques sont envisageables avec les meilleurs matériels.

Remarque. On ne trouve pas encore d'études systématiques des déformations des disques lors de la lecture avec pointe elliptique, mais l'ensemble des paramètres des lecteurs ainsi équipés ($25 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne; 0,4 mg dynamique et 0,7 à 1,5 g d'appui) ne laisse pas prévoir de difficultés nouvelles. Notons au passage, l'amélioration continuelle des matières de disque (bruit de surface) et des techniques de pressage, qui permettent aujourd'hui aux fabricants qui veulent s'en donner la peine de mettre sur le marché des disques d'une qualité tout-à-fait remarquable.

7. Diaphonie

Pour en terminer avec les problèmes de têtes de lecture, disons encore un mot de la diaphonie ou séparation des canaux stéréophoniques. On essaie, bien sûr, de séparer au mieux la lecture des deux canaux mais certains facteurs induisent de la diaphonie (un canal « passe » un peu sur l'autre). Indépendamment des couplages d'ordre électrique dans le lecteur, des phénomènes mécaniques, en particulier des résonances de torsion au niveau de l'attelage mobile, font habituellement augmenter fortement la diaphonie vers les fréquences élevées (−22 dB à 1 kHz, −10 dB à 12 kHz). Mais, ici encore, les efforts des constructeurs ont abouti dans leurs dernières réalisations à une nette amélioration de la séparation des canaux (−26 dB à 1 kHz, −18 dB à 12 kHz), qui semble maintenant satisfaisante subjectivement.

8. Problèmes relatifs aux bras de lecture

Nous allons, pour terminer, aborder quelques problèmes relatifs aux bras de lecture et dont l'importance ne saurait être sous-estimée. En effet, jusqu'à présent, nous avons considéré la tête de lecture indépendamment de l'organe destiné à la supporter mécaniquement : le bras de lecture.

8.1. PROBLÈME GÉOMÉTRIQUE DE L'ERREUR DE PISTE

Nous allons, une fois de plus, nous heurter à un phénomène ayant pour origine des différences géométriques entre la gravure et la lecture. Déjà abondamment traitée [30], l'erreur de piste latérale provient du fait que le graveur se déplace radialement par rapport au disque, pendant la gravure, alors qu'à la lecture, le bras, pivoté à l'extérieur du plateau, fait décrire à la tête un arc de cercle (fig. 7). La pointe

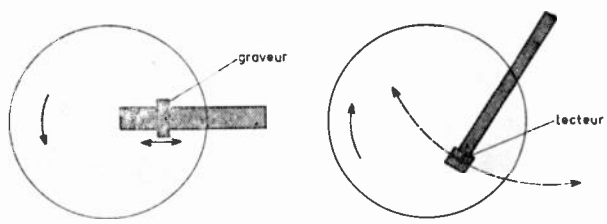


FIG. 7.

de lecture risque donc de ne pas suivre le sillon tangentiellement. On a essayé de résoudre le problème avec des bras dits « tangentiels » (glissières, parallélogrammes), mais des considérations de frottements aux articulations ne permettent plus leur emploi avec les lecteurs modernes. La solution classique à l'heure actuelle consiste à allonger le bras lui-même (30 cm par exemple) et à le pourvoir d'un « coude » et d'un « dépassement » (fig. 8).

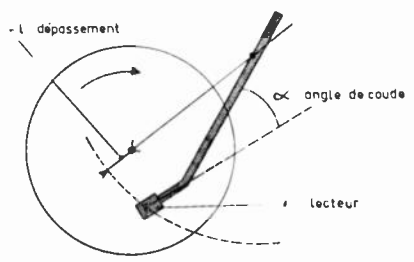


FIG. 8.

On montre que, dans ces conditions, on peut annuler deux fois l'erreur de piste au cours d'un disque (dont une fois que l'on fixe en général sur la dernière spire enregistrée vers le centre) et que, sur l'ensemble du disque, l'erreur de piste peut rester faible (de l'ordre de ± 1°). Dans ces conditions, l'erreur de piste n'entraîne à la lecture qu'une distorsion négligeable et qui, apparemment, ne justifie pas que l'on envisage de perfectionnements ultérieurs comme, par exemple, le montage du graveur d'une manière géométriquement identique au bras de lecture (ce qui entraînerait d'ailleurs quelques complications pour la commande de pas de sillon).

8.2. Efforts sur les équipages mobiles

Avec le développement des modèles de lecteurs récents à faible force d'appui et forte souplesse, une nouvelle catégorie de problèmes surgit au niveau du bras : les réactions du bras sur le lecteur. En effet, afin d'éviter des déformations permanentes de l'équipage mobile qui seraient catastrophiques, ce dernier ne doit subir que le minimum de contraintes de la part du bras. Avec les têtes modernes, on arrive à des raffinements indispensables mais délicats.

Tout d'abord, la réduction des forces nécessaires à faire pivoter le bras entraîne 1° la suppression des dispositifs d'arrêt et de changement de disque automatiques (si on ne veut avoir des dispositifs très complexes), 2° un soin particulièrement poussé dans la réalisation des pivots (couteaux, roulements étanches, etc.). Moyennant quoi, les meilleurs bras modernes n'imposent à l'équipage mobile du lecteur que des contraintes inférieures à 20 mg environ pour leur entraînement.

D'autre part, des effets jusqu'ici négligés exigent des compensations pour continuer à bénéficier des performances optimales.

8.2.1. *Equilibrage latéral*

Dans le cas où le pivot du bras n'est pas parfaitement vertical (table de lecture non parfaitement horizontale), on montre [31] qu'une contrainte latérale peut se manifester du fait de la répartition des masses du bras et de la tête de lecture. On est alors conduit à des dispositifs permettant un équilibrage statique du bras dans tous les plans (compensation d' « off-balance ») dont sont soumis tous les bons bras modernes. On s'affranchit alors totalement des problèmes d'horizontalité, la démonstration la plus spectaculaire en étant la possibilité de lire un disque, la table de lecture étant inclinée à 45° ou même 60°.

8.2.2. *Force centripète*

Dernier raffinement apporté sur les bras modernes : la compensation de force centripète. En effet, on montre [31] que, du fait de la longueur de dépassement du bras et de l'inévitable frottement entre la pointe lectrice et la surface du disque, prend naissance une force qui tend à attirer la tête de lecture vers le centre du disque. Pour être faible (dizaine à centaine de mg suivant la force d'appui), cette force n'en risque pas moins de perturber le fonctionnement des délicats lecteurs modernes. On la compense donc par une force étalonnée tendant à rejeter le bras vers l'extérieur et réglable en fonction de la force d'appui. La réalisation est généralement effectuée à l'aide d'un faible poids tirant sur une potence par l'intermédiaire d'un fil de nylon, ou encore d'un ressort spiral.

Pour en terminer avec les bras de lecture, mentionnons, pour mémoire, la nécessité d'éviter toute résonance mécanique dans la gamme des fréquences utiles, ce qui est bien réalisé depuis quelques années (bourrage de fibre de bois, joints élastiques, bras en bois, etc.).

9. Résumé des performances actuellement possibles en lecture de disques

Résumons brièvement les performances globales que l'on peut aujourd'hui espérer obtenir avec le *meilleur matériel disponible* tant en matière de bras et tête de lecture qu'en matière de disques stéréophoniques :

Disques	Normal (bonne qualité)	Exceptionnel
Bande passante	20 à 20 000 Hz dans ± 1,5 dB	6 à 30 000 Hz dans ± 2 dB
Dynamique	52 dB	56 à 60 dB (disques de mesures)
Distorsions harmoniques totales	mieux que 5 %	~2 % (lecteurs)
Séparation des canaux	22 dB à 1 kHz 15 dB à 15 kHz	30 dB à 1 kHz 18 dB à 15 kHz
Durées de vie : — pointe — disques	minimum : 2000 heures. 2000 passages	8 à 10 000 h

10. Comparaison avec les bandes magnétiques et Conclusion

Au terme de cet exposé, nous voudrions cependant dire un mot d'un autre procédé d'enregistrement et de reproduction sonore : la bande magnétique. Dans ce domaine aussi, ces dernières années ont vu l'apparition de nombreux perfectionnements, faisant du magnétophone un appareil qui peut, dans les meilleurs cas, frôler de bien près la perfection. Nous nous limiterons ici à un très bref résumé des performances possibles à l'heure actuelle, à des fins de comparaison avec le paragraphe précédent.

Bandes magnétiques	Matériel amateur de très bonne qualité ou semi-professionnel	Professionnel et spécial
Bande passante	20/25 à 18 000 Hz ± 2 dB	15/20 à 25 000 Hz ± 2 dB
Dynamique	~ 55 dB	55 à 60 dB (60 dB cas spéciaux, 35 mm)
Distorsions harmoniques totales	< 3 % (enregistrement + lecture)	< 3 % (enregistrement + lecture)
Séparation des canaux	40 à 45 dB	~ 50 dB
Durée de vie : — têtes — bandes	1 500 h env. nombre de passages pratiquement infini ($5 \cdot 10^5$)	3 à 4 000 h

On voit, qu'en toute rigueur, le procédé par bande magnétique présente de légers avantages de performances qui pourraient d'ailleurs être beaucoup plus significatifs si l'on envisageait les matériels spéciaux destinés à des utilisations non sonores (« Instrumentation »). D'autre part, les phénomènes mis en jeu dans l'enregistrement magnétique sont plutôt plus facilement analysables et les limites absolues du procédé semblent plus lointaines que pour les disques. Disons que, du point de vue technique, la bande magnétique semble bien préférable au disque (surtout en stéréophonie, à plus forte raison en ambiophonie, etc.). Mais on constate que sa diffusion est incomparablement plus réduite que celle du disque. Il est probable que ce fait tient à des facteurs économiques et psychologiques : prix de revient, stockage, manipulation, présentation, volume et surtout l'habitude de deux générations en faveur des disques. Et, comme les deux techniques permettent maintenant d'atteindre des performances plus qu'excellentes (qui aurait osé y rêver il y a vingt ans ?), il est probable que la coexistence, et même la complémentarité disques/magnétophone, se poursuivra encore quelques années.

P. S. Le manuscrit de cet article a été achevé en septembre 1964. C'est pourquoi il n'y est pas fait mention des renseignements très intéressants, apportés depuis, par la suite d'articles de M. LAFAURIE [30], particulièrement à propos du procédé « Dynagroove ».

BIBLIOGRAPHIE

[1] DAVIS — *Proc. I.R.E.*, octobre 1958, p. 1686.
[2] LEWIS — *Jour. Acoustical Society of America (ASA)*, 1941, p. 348.
[3] FLEMING — *Jour. ASA*, 1941, p. 366.
[4] ROYS — *R.C.A. Review*, juin 1949.
[5] CORRINGTON — *R.C.A. Review*, juin 1949.
[6] ROYS — *Audio Engineering*, mai 1950, p. 11.
[7] RABINOW — *Jour. ASA*, 1952, p. 216.
[8] CORRINGTON — *RCA Review*, 1958, p. 216.
[9] LAFAURIE — *Annales Télécom.*, mars-avril 1958.
[10] MADSEN — *Audio*, novembre 1962, p. 21.
[11] BASTIAANS — *Jour. Audio Engineering Society (AES)*, janv. 1963, p. 6.
[12] BAUER — *Audio*, février 1963, p. 19.
[13] COOPER — *IEEE Transactions on Audio*, mars-avril 1963.
[14] WOODWARD — *IEEE Transactions on Audio*, mars-avril 1963.
[15] BAUER — *IEEE Transactions on Audio*, mars-avril 1963.
[16] JAQUESS — *Proc. IEE*, 1959, Vol. 106 B, suppl. 14, p. 253.
[17] BAYLIFF — *Proc. IEE*, mai 1962, Vol. 109B, p. 233.
[18] LAFAURIE — *Onde Electrique*, mars 1962, p. 248.
[19] O'NEAL — *IRE Transactions on Audio*, nov.-décembre 1959, p. 140.
[20] DARTEVELLE — *Toute l'Electronique*, juillet-août 1964, p. 285.
[21] HUNT — *Jour. AES*, janvier 1955.
[22] BARLOW — *Jour. AES*, juillet 1956.
[23] BARLOW — *Jour. AES*, octobre 1958.
[24] WALTON — *Wireless World*, juillet 1961.
[25] WALTON — *Wireless World*, août 1961.
[26] WALTON — *Wireless World*, avril 1963.
[27] BARLOW — *Wireless World*, avril 1964.
[28] BARLOW-WALTON — *Wireless World*, mai 1964, p. 247.
[29] MURRAY — *Wireless World*, avril 1964, p. 179.
[30] LAFAURIE — *Revue du Son*, juillet-août 1964, octobre 1964, articles en cours.
[31] DARTEVELLE — *Toute l'Electronique*, juin 1964, p. 237.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES *

(1re partie)

PAR

J.P. MAGNIN
Directeur des Etudes
Electromechanical Research, Sarasota (Floride)

et

G.C. CHAZOT
Chef de Département
Société d'Instrumentation Schlumberger
Division Electronique - Rueil-Malmaison (S.-et-O.)

A. INTRODUCTION

Les problèmes de synchronisation ne sont pas attachés aux seules télémesures codées. On peut dire, de façon générale, qu'il y a un problème de synchronisation dès qu'il y a transmission avec modulation en fréquence ou en phase (Récepteurs et discriminateurs à verrouillage de phase). Les télémesures à multiplex temporel introduisent des degrés additionnels de synchronisation (Synchronisation de mot, de cycle, de sous-cycle) afin de permettre l'identification de données individuelles transmises en série.

Il y a un problème de synchronisation pour les télémesures commutées à modulation d'amplitude, pour les télémesures commutées à modulation de durée et pour les télémesures codées qui présentent cette originalité d'utiliser des séquences binaires pour identifier mots, cycles et sous-cycles.

Cette série d'articles sera exclusivement consacrée à l'étude des problèmes de synchronisation pour les télémesures codées (Télémesures PCM).

Il y a vraiment, en PCM, deux types de synchronisation : une synchronisation analogique, celle de bit et une synchronisation digitale, qui comprend la synchronisation de mot, cycle et sous-cycle.

Traditionnellement, les synchronisateurs correspondants ont été réalisés par différents groupes, utilisant des techniques fondamentalement différentes. La synchronisation de bit a fait appel aux techniques développées pour les discriminateurs à verrouillage de phase (amplification, restitution de la tension continue, écrêtage, oscillateur à fréquence contrôlée, etc.), alors que la synchronisation digitale, assurée par le choix de séquences binaires, est née du travail de « logiciens » et a été réalisée par l'assemblage de blocs logiques digitaux.

Ces synchronisations ont pourtant un point majeur en commun : toutes deux ont pour mission de reconnaître un signal en présence de bruit, qu'il s'agisse de reconnaître un « 1 » en présence de bruit de transmission ou une séquence binaire en présence d'erreurs aléatoires digitales. Dans un cas, on utilisera un filtre conjugué, dans l'autre un corrélateur, mais il s'agit vraiment là de deux termes différents pour désigner des opérations identiques puisqu'un corrélateur est un filtre conjugué digital. Les synchronisateurs de bit utilisent, de plus, un nombre important de techniques purement digitales. La possibilité enfin, sur les synchronisateurs de bit modernes, de sélectionner les caractéristiques de la boucle asservie, les rapproche d'une logique à trois modes, semblable à celle employée sur les synchronisateurs digitaux.

Il est intéressant de noter, à cet égard, que la tendance actuelle est orientée vers une intégration de ces différentes synchronisations, destinée à une amélioration importante des performances du « synchronisateur de format ». De même que de complexes interactions sont nécessaires entre les différents synchronisateurs digitaux afin d'obtenir une sécurité de décommutation optimale, il sera possible à la synchronisation digitale de réagir sur les caractéristiques de la synchronisation de bit pour optimiser son fonctionnement.

* Causeries de J.P. MAGNIN, prononcées en avril 1963, au Symposium de Télémesures du CNES, rédigées et complètement revues par G.C. CHAZOT (décembre 1964).

De telles techniques en sont encore à leur enfance, la théorie exacte de leur application n'ayant pas encore été démontrée. Pourtant ces idées semblent vouées à d'intéressantes applications.

B. LA SYNCHRONISATION DE BIT

1. Généralités

Le synchronisateur de bit (fig. 1) accepte, à son entrée, le signal video de sortie d'un récepteur discriminateur ou d'une unité magnétique. Différents codes doivent être accommodés à des rythmes digitaux en général sélectables de 1 b/s à 1 000 000 b/s. Le signal d'entrée sera d'abord reconditionné, pour compenser ses différentes caractéristiques électriques : amplitude, asymétrie, bruit. Il faudra ensuite décider de la présence, pour chaque bit, d'un « 1 » ou d'un « 0 » en présence de fort bruit de transmission, ce qui ne peut s'effectuer qu'après qu'une horloge locale se soit synchronisée sur le rythme du signal d'entrée.

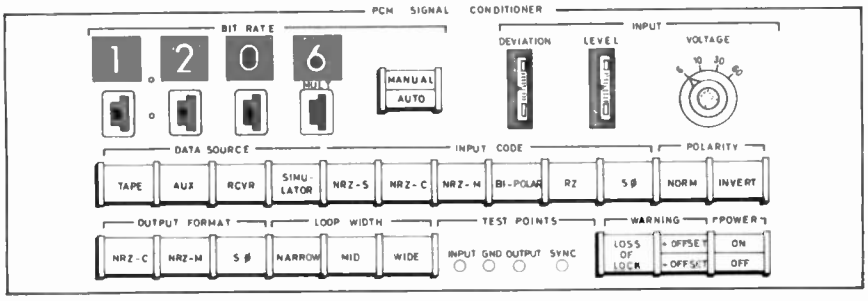


FIG. 1. — Tableau de contrôle d'un synchronisateur de bit typique

Les performances d'un synchronisateur de bit sont directement influencées par les paramètres suivants, à l'exclusion du dessin du synchronisateur lui-même :

a) Le rapport signal/bruit affecte directement la probabilité d'erreurs à la sortie. Le bruit de transmission, en effet, affecte non seulement les circuits de décision mais aussi les circuits de synchronisation (perturbations en amplitude et phase).

Nous définirons le rapport signal/bruit comme le rapport de la valeur maximale de la grandeur d'entrée à la moyenne quadratique du bruit dans une largeur de bande égale à la moitié du rythme digital. C'est là un critère pratique en ce sens qu'il mène à une évaluation du rapport signal/bruit, en tant qu'énergie par bit transmis.

b) Les caractéristiques du bruit : S'agit-il de bruit blanc ou de bruit à caractéristique triangulaire (FM) ou d'un compromis entre les deux et lequel ? C'est là un critère primordial, car la notion de filtre conjugué n'a de signification que lorsqu'on a défini les caractéristiques du signal ainsi que celles du bruit.

c) La densité de transition affecte directement les performances de la boucle de synchronisation. Une densité de transition élevée accélérera la phase d'acquisition de la synchronisation, et garantira une synchronisation correcte, même en présence de variations de la fréquence nominale (reproduction de signaux à partir de bandes magnétiques). De plus, s'il s'agit de boucles de synchronisation analogiques, seule une densité de transition supérieure à une limite minimale permettra d'éviter une dérive catastrophique de la fréquence de l'oscillateur local.

2. Modulation du train informationnel

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour moduler le train informationnel (fig. 2) :

2.1. Modulation avec retour a zéro (*RZ*)

Un « 1 » est représenté par une combinaison « 10 » et un « 0 » est représenté par une combinaison « 00 ». Cette méthode a l'avantage de présenter deux transitions pour chaque « 1 » qui est transmis, donc la densité de transition, pour une séquence aléatoire, est théoriquement de une transition par bit. Un inconvénient majeur est cependant que la bande passante, étant égale au rythme digital, une perte de 3 dB est automatiquement enregistrée sur le rapport signal/bruit (par comparaison avec le rapport *S/B* du même signal transmis sans retour à zéro).

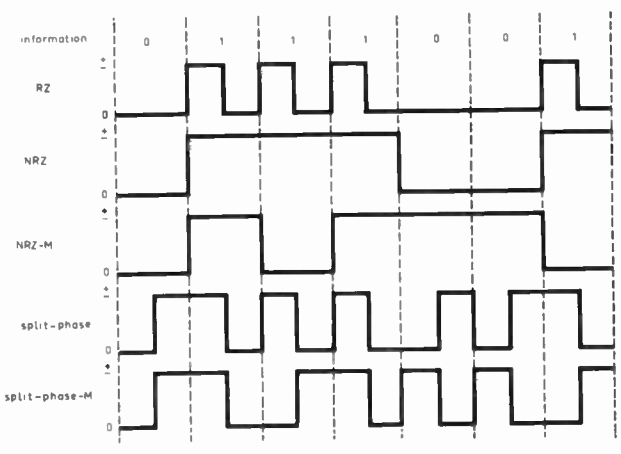


FIG. 2. — Différents modes de modulation de l'information

2.2. Modulation sans retour a zéro (*NRZ*)

Trois codes différents peuvent être utilisés. Tous trois ont en commun une densité de transition moyenne de 1/2 par bit et nécessitent une largeur de bande égale à la moitié du rythme digital, d'où un avantage de 3 dB en rapport *S/B* sur la modulation *RZ*.

2.2.1. *Code NRZ(C)*

Un « 1 » est représenté par un niveau électrique, un « 0 » étant représenté par un autre niveau. Cette modulation est recommandée en télémesure, mais déconseillée pour l'enregistrement magnétique. Dans ce dernier cas, on préférera employer la modulation *NRZ(M)*.

2.2.2. *Code NRZ(M)*

Un « 1 » sera représenté par un changement de niveau électrique, aucun changement n'intervenant pour un « 0 ».

C'est la modulation à employer dans le cas d'enregistrements magnétiques, puisqu'une erreur au cours de la restitution se traduira par la perte d'un bit, alors que, dans le cas d'une modulation *NRZ(C)*, la perte d'une transition au cours de la restitution magnétique pourra avoir pour conséquence plusieurs bits en erreur. Dans le cas de la transmission par télémesure, la règle opposée doit être adoptée.

2.2.3. *Code NRZ(S)*

Extrêmement voisine de la modulation *NRZ(M)*, elle consiste à représenter un « 0 » par un changement de niveau électrique, aucun changement n'intervenant pour un « 1 ». En fait un signal *NRZ(S)* peut-être considéré comme la modulation *NRZ(M)* du complément binaire de l'information.

2.3. Modulation biphase (ou Split-Phase)

Un « 1 » sera représenté par une séquence « 10 », un « 0 » étant représenté par une séquence « 01 ». On peut considérer qu'il s'agit là d'une modulation en phase d'une sous-porteuse cohérente (un « 1 » entraînant un changement de phase de + 90°, « 0 » étant caractérisé par un changement de phase de −90°), ou d'une modulation d'amplitude avec un taux de 100 %.

Il existe une variante de cette modulation appelée « Split Phase Mark » qui est une combinaison des modulations biphase et *NRZ(M)* dans laquelle un « 1 » est représenté par un changement de phase de 180° de la sous-porteuse cohérente, un « 0 » n'entraînant pas de changement de phase. Tout comme la modulation *NRZ(M)*, le code « Biphase *M* » est plus particulièrement indiqué pour les enregistrements magnétiques d'informations codées.

Dans chaque cas, le spectre de fréquences est très voisin du spectre de l'information *NRZ*, translaté en fréquence de *F* hertz, *F* étant le rythme digital.

La largeur de bande nécessaire à la transmission du spectre en modulation biphase n'est donc pas supérieure à celle nécessaire à une transmission *NRZ*, avec, pour conséquence, le fait que le rapport signal/bruit est inchangé si un filtre passe-bande (*F*/2, 3 *F*/2) est utilisé au lieu du classique filtre passe bas (−*F*/2, +*F*/2). Cette méthode exige un filtre additionnel pour la modulation biphase, et on préférera translater le spectre pour se ramener à un spectre *NRZ*.

La modulation biphase présente plusieurs avantages significatifs.

- Il n'est pas nécessaire d'avoir un couplage continu entre le récepteur et le synchronisateur de bit, la valeur moyenne d'une information biphase étant zéro.

- Les circuits de synchronisation trouveront un grand avantage à cette modulation, puisque la présence d'une transition par bit au minimum est assurée. Cela élimine le problème traditionnel des modulations avec ou sans retour à zéro pour lesquelles on doit éviter de transmettre un nombre trop grand de « 1 » ou de « 0 » en séquence. De telles considérations ont entraîné la transmission de bits de parité (généralement impaire), de séquences de synchronisation de mot, ont influencé les séquences de synchronisation de cycle (il faut voir là l'origine des séquences 10 10 10...), ont même limité, dans certaines applications, l'excursion permise des traducteurs de tension (éviter 00000...).

- Dans le cas d'un canal de transmission de qualité moyenne, le bruit pourra affecter une transmission biphase par la modification d'un « 10 » en un « 00 » ou « 11 ». Les circuits de décision pourront alors élaborer un signal d'erreur chaque fois qu'une telle combinaison sera rencontrée.

- Par la transmission d'un bit de parité, il est possible, dans le cas d'erreurs simples, d'effectuer une correction sur le code avec 100 % de succès. Cette méthode malheureusement n'est pas applicable dans le cas d'erreurs multiples.

3. Le synchronisateur de bit

Généralités

Trois types principaux de circuits peuvent être distingués : les circuits d'entrée, de synchronisation et de décision (fig. 3).

Le rôle des circuits d'entrée est de présenter aux circuits de synchronisation et de décision une réplique normalisée des signaux d'entrée : normalisée, c'est-à-dire amplifiée, équilibrée autour d'une tension moyenne définie et écrêtée. Ces opérations doivent

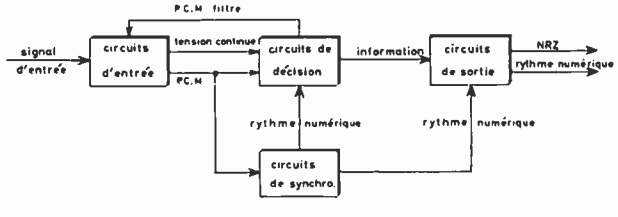


Fig. 3. — Organisation générale d'un synchronisateur de bit

cependant être faites avec grand soin, afin de ne pas influencer la décision de bit.

Une boucle à verrouillage de phase devra alors synchroniser de façon cohérente le signal d'entrée.

La phase étant maintenant déterminée, les circuits de décision devront décider si le bit présenté est un « 1 » ou un « 0 ». Nous verrons que les circuits de décision les plus satisfaisants sont des filtres conjugués par rapport à l'information et au bruit.

D'autres circuits (amplificateur, convertisseur de code) fourniront à la sortie un train informationnel, sans retour à zéro (*NRZC*), ainsi que son équivalent (*NRZM*) pour enregistrements magnétiques, un signal de synchronisation au rythme digital, ainsi que diverses indications de bon fonctionnement (acquisition de la synchronisation, etc.).

Plusieurs approches ont été utilisées dans la réalisation de ces divers circuits. A la base, une distinction peut être faite entre les méthodes analogiques et les méthodes digitales. En fait, toutes deux ont été utilisées simultanément avec succès.

4. Les circuits d'entrée

Les signaux d'entrée sont d'abord amplifiés par un amplificateur de réalisation traditionnelle. Il doit être linéaire, généralement à 1 % près, il doit présenter une plage dynamique relativement étendue, généralement de 1 à 15 ou 20.

Il faut aussi effectuer une restitution de la tension continue à cause de l'absence, en général, d'une sortie continue sur le récepteur et de la nécessité, avant de faire une décision sur la présence d'un « 1 » ou d'un « 0 », d'équilibrer le signal étudié autour d'une référence prédéterminée, généralement la masse électrique. La restitution de la tension continue devient très délicate en présence de bruit. Le calcul de la composante continue se fera après filtrage (voir § 6) et aura pour effet la réinjection d'un signal de correction à l'entrée des filtres optimaux.

Deux méthodes principales ont été appliquées à l'étude des circuits de restitution de la composante continue : une méthode purement digitale, et une méthode digitale-analogique, qui consiste à obtenir un ajustement grossier de la tension continue avec des circuits digitaux, et d'établir un contrôle fin par des circuits analogiques avec une constante de temps appropriée.

Ces deux méthodes ont en commun une base digitale qui a pour caractéristique l'absence de dérive. De plus, la constante de temps d'une telle logique sera exprimée en fonction d'un nombre de bits et non pas de temps réel, caractéristique de grande valeur pour des synchronisateurs destinés à fonctionner dans une plage dynamique de fréquence de 10^6.

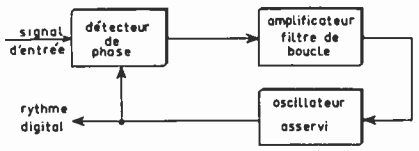
Certains circuits de restitution de la tension continue réalisés de façon purement analogique ont appliqué le principe de réinsertion d'une fraction de la tension continue, faite de façon cohérente, après une décision logique sur les caractéristiques de l'information et en particulier sur les séries de « 1 » et « 0 ». Cette méthode donne de très bons résultats dans le cas de rapports S/B élevés. Elle n'est pas applicable au voisinage du seuil FM. Elle serait, par conséquent, applicable dans le cas de transmission à partir de satellites, mais semble en question pour les applications engins.

Une fois recalés, les signaux d'entrée pourront être écrêtés. Ecrêter au-dessus du niveau minimal informationnel (dans les deux directions : positive et négative) est une méthode parfaitement valable en ce qui concerne la décision de bit et qui améliore notablement les performances des circuits de synchronisation, en particulier de la comparaison en phase.

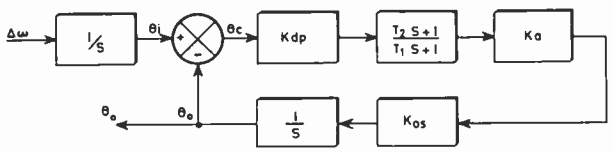
La fonction d'écrêtage peut avoir lieu avant l'amplificateur d'entrée, entre les circuits d'entrée et le comparateur de phase, ou après le détecteur de phase. Il est bien entendu que l'écrêtage doit avoir lieu après que la restitution de la tension continue ait été appliquée.

5. Les circuits de synchronisation

Les circuits de synchronisation sont, en général, des circuits à verrouillage de phase ou du type « phase locked loop » (fig. 4).



A. — Diagramme fonctionnel



B. — Diagramme opérationnel

K_a = Gain en tension de l'amplificateur filtre de boucle.

K_{dp} = Constante de transfert du détecteur de phase en volts par radians.

$K_{\theta s} = \dfrac{\Delta\omega_{max}}{V}$ = Constante de transfert de l'oscillateur asservi.

T_1, T_2 = Constantes de temps du filtre de boucle.

$\theta_c = \theta_i - \theta_0 = \dfrac{\Delta\omega_i}{S} - \dfrac{\Delta\omega_\theta}{S}$

FIG. 4. — Diagramme opérationnel d'une boucle de synchronisation à verrouillage de phase.

— De façon schématique un tel circuit est un système asservi qui comprend un détecteur de phase, un amplificateur filtre de boucle et un multivibrateur asservi.

Le détecteur de phase compare la phase du train informationnel remis en forme à la phase d'un multivibrateur dont la fréquence est contrôlée par la valeur intégrée de l'erreur de phase, obtenue à la sortie d'un amplificateur filtre de boucle. La fonction de transfert est une fonction du second ordre (un zéro et deux pôles) qui dépend de deux paramètres principaux : le coefficient d'amortissement et la fréquence de résonance.

En général, l'utilisateur, ou même le fabricant, traduisent la performance de la boucle en données plus pratiques. On parlera de l'aptitude à suivre une variation du rythme digital (tracking) et d'accommoder une rapide variation de phase du signal d'entrée (jitter).

Ces deux caractéristiques peuvent être directement déduites de l'étude de la réponse en fréquence de la boucle à verrouillage de phase. C'est là une caractéristique dynamique qui met surtout en évidence la « largeur de boucle dynamique ».

De la largeur de boucle dépend directement l'aptitude de la boucle à synchroniser un signal modulé en fréquence. Trois largeurs de boucles sont couramment proposées : 0,3 %, 1 % et 3 %. Un compromis est nécessaire entre la fréquence de modulation maximale du signal et de bonnes performances en présence de bruit puisqu'une boucle largement ouverte synchronisera sans défaillance le moindre bruit.

Ce problème se complique par le fait que la largeur de bande de la boucle a une influence directe sur le temps d'acquisition de la synchronisation et donc sur les performances en poursuite.

Les courbes présentées sur la figure 5 indiquent, en effet, qu'une boucle « étroite » exige un temps d'acquisition considérable dès que le signal à synchroniser n'est pas exactement à la fréquence centrale. Pour une largeur de boucle de 0,3 %, 12 ms sont nécessaires en moyenne à l'acquisition d'un signal décentré en fréquence de 2,2 % (12 ms = 1 400 bits à 112 000 b/s !) et une acquisition d'un signal décentré de 10 % peut très bien ne jamais arriver si on considère que le bruit aura généralement tendance à faire dévier la boucle et que le temps d'acquisition est fort long. Par contre, un tel signal sera synchronisé par une boucle « large » (à 3 %) en un temps acceptable de 400 μs (ou 45 bits).

Et, indirectement, la largeur de bande choisie nous conduira à limiter la performance en poursuite de la boucle de synchronisation, à cause justement du temps nécessaire à l'acquisition à partir d'une fréquence qui n'est pas la fréquence nominale. En l'absence complète de signal, une boucle de synchronisation bien conçue peut rester à la fréquence centrale. Malheureusement, la sortie d'un récepteur, en l'absence de signal d'entrée, est fort bruyante et, en présence d'un tel bruit, la réponse de la boucle de synchronisation est aléatoire mais à moyenne nulle en général. Elle peut tout de même osciller jusqu'à l'excursion maximale tolérée, d'où un temps d'acquisition d'un signal *PCM* qui peut être infini si l'amplitude de la poursuite n'est pas compatible avec la largeur de boucle.

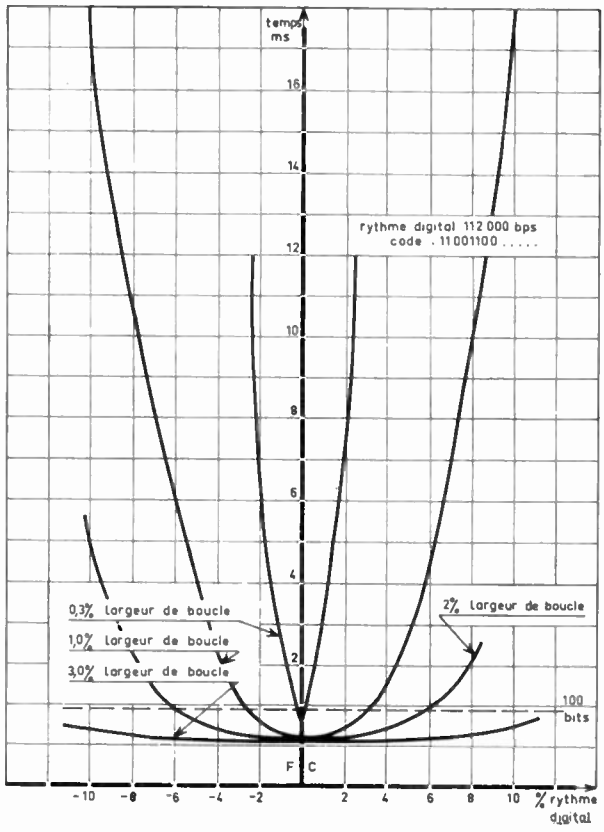


FIG. 5. — Temps d'acquisition de la synchronisation de bit.

En pratique, une excursion de ± 5 % sera tolérée pour un signal modulé à une fréquence ne dépassant pas 0,1 % de la fréquence nominale (largeur de boucle) tandis qu'avec une largeur de boucle de 3 %, une excursion de ± 10 % sera permise.

En résumé, on aura toujours intérêt à réduire l'excursion dans la mesure où elle est bien supérieure à l'excursion maximale des signaux d'entrée. Les conditions les plus défavorables sont rencontrées dans le cas de la restitution de signaux de télémesure à partir d'enregistreurs de bord. L'excursion maximale peut atteindre ± 3 % dans ce cas.

Une rapide variation en phase du signal d'entrée peut conduire à de fausses décisions et de fausses synchronisations. La décision de bit, se faisant par des méthodes d'échantillonnage, sera moins affectée, de ce fait, que la boucle de synchronisation.

Cette dernière pourra généralement tolérer des erreurs de phase entraînant une erreur en position par bit de ± 20 % de la période de bit à une fréquence qui peut atteindre la fréquence nominale.

Nous nous sommes étendus sur les boucles de synchronisation analogiques, parce que leur théorie est fort bien connue, et que leur performance est supérieure, en présence de bruit, aux boucles digitales et aux combinaisons de deux méthodes.

Pour fonctionner de façon satisfaisante, une boucle digitale doit avoir plusieurs modes de fonctionnement, l'amplitude des échelons de correction devant être

une fonction de la valeur de l'erreur si l'on veut une caractéristique stable. Elle présente pourtant un avantage certain qui est de réagir de façon synchrone, au rythme digital, indépendamment de la fréquence choisie. Les caractéristiques de la logique de contrôle d'une telle boucle sont donc indépendantes de la fréquence, ce qui évite la commutation des constantes de temps.

L'association de boucles digitales et analogiques élimine ce problème, puisque la boucle digitale peut prendre en charge les corrections grossières, la boucle analogique se chargeant des ultimes degrés de correction. La transition brutale d'un mode d'opération à un autre oblige cependant la boucle analogique à des réactions violentes, en face de ces corrections en échelon. Une solution élégante serait de s'en remettre à la boucle digitale pour l'acquisition de la synchronisation, puis de fixer sa position, une fois la synchronisation acquise, pour ne plus agir que sur la boucle analogique. Malheureusement, on n'est jamais vraiment certain d'avoir acquis la bonne synchronisation, et il faut pouvoir, une fois acquise la certitude d'une erreur grossière, revenir à la boucle digitale pour effectuer les corrections nécessaires.

Une question surgit immédiatement : comment synchroniser une boucle à verrouillage de phase sur un signal dont le spectre ne contient pas de lignes spectrales (spectre continu) comme c'est le cas pour un signal *PCM* aléatoire ? Un circuit non linéaire sera utilisé pour engendrer les lignes spectrales nécessaires, le rythme digital inclus, que la boucle à verrouillage de phase peut reconnaître et poursuivre.

Un autre problème présente aussi un intérêt certain : comment résoudre l'incertitude de phase dans le cas de la modulation biphase ? Reconnaissons d'abord l'importance d'un tel problème en notant qu'une erreur de phase de 90° entraînera une décision complètement erronée. Plusieurs méthodes ont été employées à résoudre l'ambiguïté de phase, la meilleure étant certainement une méthode statistique basée sur le fait qu'en moyenne, le nombre de transitions à mi-bit (transition obligatoire pour chaque bit, du moins en l'absence de bruit) est supérieur au nombre de transitions apparaissant au début d'un bit, puisqu'une telle transition ne peut apparaître qu'en présence de plusieurs « 0 » ou de plusieurs « 1 » consécutifs. Cette propriété statistique garde toute sa valeur en présence de bruit aléatoire. Une telle décision peut aisément être faite par un compteur bidirectionnel qui est avancé positivement par les transitions à mi-bit et négativement par celles apparaissant au début de bit. Un compte trop négatif est une indication certaine d'une erreur de phase et la phase sera décalée de 90°. L'importance du compteur est fonction de l'inertie désirée en présence de bruit.

Remarquons enfin, à propos des problèmes relatifs au rythme digital, que si le rythme digital maximal pour un signal *NRZ* est une conséquence directe de la fréquence maximale de l'oscillateur de boucle (1 000 000 b/s *NRZ* correspondent à 1 000 000 Hz pour l'oscillateur de boucle), le rythme digital maximal pour un signal modulé en biphase ou avec retour à zéro sera 500 000 b/s, un tel rythme informationnel correspondant à une fréquence fondamentale double de celle du signal sans retour à zéro (*NRZ*) contenant la même information.

6. Les circuits de décision (fig. 6)

La réalisation d'un circuit de décision aux hautes performances nécessite une connaissance a priori, aussi précise que possible, des caractéristiques du signal ainsi que des caractéristiques du bruit.

Le circuit de décision se fait en effet, sous sa forme optimale par un filtre conjugué, c'est-à-dire (en présence de bruit strictement blanc, par exemple), par un filtre qui a pour fonction de transfert la conjuguée de Fourier du signal d'entrée.

Théoriquement, la situation est claire.

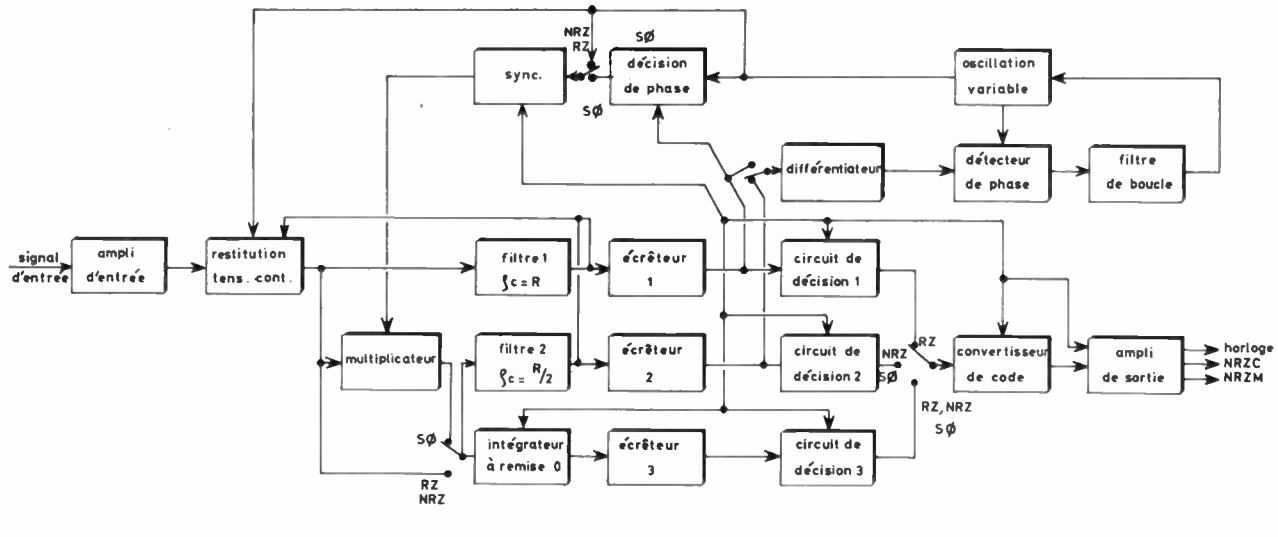


FIG. 6. — Organisation d'un synchronisateur de bit typique

S'agit-il d'un signal *PCM* parfait (bande passante infinie) en présence de bruit blanc ? Le filtre conjugué est un intégrateur à remise à zéro, c'est-à-dire un filtre qui présente une fonction de transfert de la forme sin x/x.

S'agit-il d'un signal *PCM* à bande passante limitée, toujours en présence de bruit blanc ? Une excellente approximation du filtre conjugué est un filtre de Bessel à trois pôles (ou mieux, à six pôles) avec une fréquence de coupure égale à la moitié du rythme digital pour des signaux *NRZ*.

Dans le cas de signaux filtrés par exemple, l'intégrateur à remise à zéro dégradera de 4 dB la performance qu'il aurait démontrée en présence d'un signal *PCM* parfait, ou qui aurait été obtenue par le filtre de Bessel. Cela illustre de façon saisissante l'importance d'utiliser une bonne approximation du filtre conjugué.

Une autre hypothèse, a priori pleine de promesses, est de supposer que l'on a affaire non pas à du bruit blanc, mais à du bruit FM, c'est-à-dire à caractéristique triangulaire et non plus horizontale. Calculer les caractéristiques du filtre optimal demande alors l'élaboration d'une nouvelle théorie basée principalement sur l'optimisation de la probabilité de décider de façon correcte de la présence ou de l'absence d'un « 1 » en présence de bruit, signal et bruit étant représentés, pour la commodité des calculs, sous forme de séries de Fourier tronquées.

Il est apparu très vite que le degré d'optimisation atteint dépend du nombre de bits sur lesquels on fait une décision. Des circuits à décision multiple ont été réalisés qui rendent leur décision sur la valeur binaire d'un groupe de 2 ou 3 bits. Un tel filtre permet théoriquement une amélioration de la probabilité d'erreurs de 3 à 4 dB par rapport aux filtres optimaux pour des signaux affectés de bruit blanc.

Ce paragraphe a débuté sur le mot « théoriquement » et cette restriction a constamment été appliquée aux considérations ci-dessus. Pratiquement, la situation est légèrement différente, pour plusieurs raisons :

D'abord, il n'existe pas de largeur de bande infinie et cela limite immédiatement l'intérêt (en général) de l'intégrateur à remise à zéro dont la performance se détériore rapidement en présence de signaux filtrés (sa performance équivaut à celle d'un filtre optimal quand la largeur de bande est réduite au double du rythme digital).

Il faut remarquer, en second lieu, que le bruit, à la sortie d'un récepteur FM, est un mélange de bruit blanc et de bruit à caractéristique triangulaire. De façon schématique, le bruit serait blanc, aux basses fréquences, pour se raccorder asymptotiquement à la caractéristique triangulaire (bruit en f^2) au-dessus d'une certaine fréquence de coupure. Et cette seconde remarque explique une certaine dégradation des performances du filtre optimal en présence de bruit FM pur, dégradation qui s'accentue aux environs du seuil FM à moins qu'on ne le précède d'un filtre dont la fonction est de changer les propriétés stochastiques du bruit impulsionnel caractéristique des seuils FM.

Une conclusion très générale est d'utiliser le filtre de Bessel dans les cas où les caractéristiques du bruit sont mal définies, ainsi que pour des signaux dont la bande passante est inférieure ou égale au double du rythme digital. L'intégrateur, lui, se révélera supérieur à d'autres méthodes pour des bandes passantes nettement supérieures au double du rythme digital.

Dans des cas particuliers où les caractéristiques de la chaîne de transmission sont connues de façon précise, il est bon d'utiliser des filtres optimaux spécialement calculés pour une application donnée, comme par exemple le filtre optimal en présence de bruit FM pur.

Quelques données numériques sur la performance de tels circuits de décision en présence de bruit sont de mise à cet endroit (fig. 7). L'hypothèse de base est

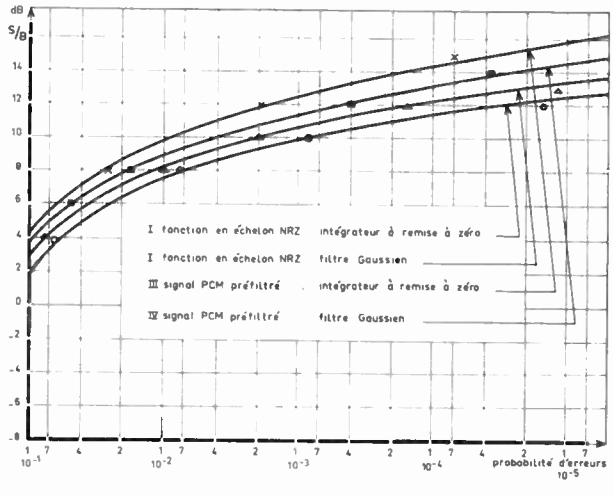


FIG. 7. — Probabilité d'erreur de bit en fonction des caractéristiques du signal et du détecteur employé.

que le bruit a une distribution de Gauss, c'est-à-dire que la probabilité qu'à un instant donné, le bruit passe au-dessus d'un niveau connu est donnée par l'expression :

$$\int_y^\infty \frac{e^{-x^2} \cdot dx}{\sqrt{2\pi}}$$

Remarquons que cette exponentielle est la moitié de la valeur calculée traditionnellement dans les tables numériques. La raison en est que le bruit n'est gênant que dans une direction. Le bruit n'aura d'influence sur un « 1 », par exemple, que dans la mesure où sa polarité le rapproche du niveau « 0 ».

— *Cas n° 1 :*

Signal d'entrée : Fonction en échelon *NRZ* — train parfaitement aléatoire.

Bruit : Blanc.

Détecteur : Intégrateur à remise à zéro avec une largeur de bande de bruit égale à $F/2$.

La probabilité de commettre une erreur au cours de la décision de bit est :

$$P_0(S/B) = \int_{S/B}^{\infty} \frac{e^{-x^2} \cdot dx}{\sqrt{2\pi}}$$

ce qui correspond à :

S/B (dB)	4,08	7,96	12,04
P_0 (S/B)	$5{,}48 \times 10^{-2}$	$6{,}2 \times 10^{-3}$	$3{,}17 \times 10^{-5}$

— *Cas n° 2 :*

Signal d'entrée : Fonction en échelon *NRZ* — train parfaitement aléatoire.

Bruit : Blanc.

Détecteur : Filtre gaussien avec une fréquence de coupure à 3 dB égale à $F/2$. Pente asymptotique à 36 dB par octave. La décision est fonction de la polarité du signal à mi-bit. La largeur de bande de bruit est égale à $1{,}05 \times F/2$.

Le signal de sortie du filtre dépend du code d'entrée. Considérons les huit combinaisons possibles de trois bits binaires et admettons que les compléments binaires de ces codes produisent une sortie égale en valeur absolue à celle produite par le code lui-même. Remarquons enfin que la probabilité d'apparition de chaque code est égale, pour autant que le train informationnel soit aléatoire.

L'amplitude normalisée de sortie du détecteur pour chacun de ces codes est tabulée ci-dessous.

Code	*Sortie normalisée du filtre*
011	0,94
010	0,90
111	1,00
110	0,94

Nous pouvons en déduire la probabilité totale d'une décision incorrecte :

$$P_0\left(\frac{S}{B}\right) = \frac{1}{2}P\left(\frac{0{,}94S}{\sqrt{1{,}05B}}\right) + \frac{1}{4}P\left(\frac{0{,}90S}{\sqrt{1{,}05B}}\right) + \frac{1}{4}P\left(\frac{S}{\sqrt{1{,}05B}}\right)$$

ce qui correspond à :

S/B (dB)	4,08	7,96	12,04
P_0 (S/b)	$7{,}07 \times 10^{-2}$	$1{,}08 \times 10^{-2}$	$1{,}35 \times 10^{-4}$

Des calculs similaires peuvent être effectués dans le cas de signaux, non plus rectangulaires, mais filtrés avant transmission par un filtre de Gauss avec une fréquence de coupure à 3 dB égale à 0,75 F et une pente asymptotique de 36 dB par octave. Les résultats sont portés sur les courbes n° 3 (Intégrateur à remise à zéro) et n° 4 (Filtre de Bessel) de la figure 7.

On remarquera que, pour faire une décision avec une probabilité d'erreur de 10^{-5} sur un signal *PCM* à bande passante infinie, l'intégrateur à remise à zéro nécessite environ 1 dB de moins de rapport S/B que le filtre gaussien. Par contre, s'il s'agit d'un signal préfiltré, le filtre est supérieur d'environ 1,5 dB. Il est aussi intéressant de noter que l'introduction du filtre de transmission a dégradé la performance des circuits de décision de 2 dB (pour une probabilité d'erreur de 10^{-5}) ce qui est une conséquence évidente de rétrécissement de la largeur de bande.

7. Conclusions

Il est bon de récapituler, en conclusion, les caractéristiques essentielles d'un bon synchronisateur de bit :

a) Il doit incorporer des circuits d'entrée capables d'accommoder sans intervention de l'opérateur, des signaux électriques aux caractéristiques variables (tension continue, amplitude) dans un domaine dynamique étendu. Un soin tout particulier doit être apporté à l'étude des circuits de restitution de la tension continue, leurs performances ayant une influence directe sur la décision de bit.

b) Les circuits de synchronisation doivent employer une boucle à verrouillage de phase analogique dont les paramètres doivent être spécialisés pour obtenir la performance optimale dans le cadre d'une série d'applications bien déterminées.

c) La décision de bit sera effectuée par un filtre conjugué. La condition essentielle d'une décision de bit optimale réside dans la connaissance détaillée des caractéristiques du bruit et du signal, c'est-à-dire de la chaîne et des conditions de transmission. Une fois connus ces paramètres, la performance des circuits de décision ainsi que des circuits de synchronisation pourra être complètement calculée a priori et sera vérifiée par l'expérience.

d) Le synchronisateur de bit sera conçu en tant qu'unité séparée, de façon à pouvoir aisément être appliqué, sous sa forme « standard », à diverses installations. Il présentera cependant à l'utilisateur une série de signaux permettant son intégration électrique dans un groupe de synchronisation digitale et permettra le contrôle à distance de tous les réglages nécessaires lors d'un changement de format, le contrôle du rythme digital inclus. Il pourra ainsi être télécommandé à partir d'un décommutateur automatique, d'une calculatrice, etc.

(à suivre)

VIE DE LA SOCIÉTÉ

ACTIVITÉS DES GROUPES RÉGIONAUX DE LA SFER EN 1964

GROUPE DE BOURGOGNE

Période du 1er octobre 1964 au 30 juin 1965

Activité scientifique

Deux cycles de conférences et des journées d'études forment l'essentiel de cette activité.

Le premier cycle (en principe une conférence par mois, le vendredi à 18 h à la Faculté des Sciences) est nettement spécialisé et appartient en propre à la SFER. Les principaux sujets traités ont été les suivants :

— supraconducteurs de deuxième espèce (M. SMULKOWSKI)
— le vide et la simulation de l'espace (M. CARRIERE)
— télécommandes et calculatrices (M. THURIN)
— les machines à calculer dans la vie moderne (M. AURICOSTE)
— l'enregistrement sonore et la reproduction de haute fidélité (M. GILOTAUX)

Le second cycle de conférences s'adresse à un public plus large. Il est organisé avec l'Union des Ingénieurs Civils (UICO), la SFE, la Société de Physique et la Corporation des Étudiants de la Faculté des Sciences. Il est suivi par 100 à 400 auditeurs. Les conférences ont lieu à la Faculté des Sciences à 21 h.

Principaux sujets traités :

— La physique des plasmas et la fission thermonucléaire (M. BAISSAS)
— Les chemins de fer d'aujourd'hui et de demain (M. CHAMBRETTE et DUMANOIS)
— Production d'énergie par des moyens non conventionnels (M. DEJOU)

Les journées d'études, en principe une par trimestre, sont organisées conjointement avec les séminaires du 3e cycle du Génie Electronique (Doctorat) et comptent une cinquantaine d'auditeurs.

A signaler notamment une journée présidée par M. H. BAISSAS, Directeur de la Physique au CEA, consacrée à des applications des hautes fréquences et des techniques de l'électronique aux expériences de physique nucléaire à haute énergie, avec la participation de MM. GABOT et BANNER du CEA.

La SFER s'est jointe, d'autre part, à une journée d'études de la Société de Physique sur les particules à haute énergie, avec la participation de M. BERTHELOT du CEA.

Une visite de laboratoire industriel a été organisée le 12 juin au Centre RPC de Dijon où les membres de la SFER ont été reçus par M. J. FAGOT, Directeur technique de la CSF, et M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre. Plusieurs Inspecteurs généraux et Ingénieurs généraux des Mines, des Ponts et Chaussées, des PTT, etc. ont suivi cette visite qui a porté spécialement sur les laboratoires où sont poursuivies des recherches fondamentales et techniques sur les céramiques et les microcircuits.

Il a paru intéressant de compléter cette visite scientifique par un aperçu de l'organisation des Sociétés à large diffusion EURELEC et COGEREL qui initient « leurs élèves », les perfectionnent dans le fonctionnement et la construction du matériel radioélectrique et leur distribuent — toujours par correspondance — les composants et les accessoires utiles à leurs études et à leurs essais.

Liaisons avec les groupes régionaux voisins

Des contacts de plus en plus étroits sont recherchés avec les groupes de Lyon et de Nancy. M. SARAZIN et quelques lyonnais ont assisté aux journées d'études nucléaires. M. GUILLIEN et plusieurs nancéens ont participé à la visite du centre RPC.

Les annonces des conférences parisiennes sont très régulièrement affichées aux principaux centres scientifiques : Faculté des Sciences, CEA à Valduc, Laboratoire et Usine de la CSF à Dijon.

Principaux projets pour 1965-1966

Il est prévu de centrer le thème des conférences sur les problèmes de l'espace et sur la radioastronomie.

Des visites de grandes installations sont projetées (Emetteurs relais de l'ORTF, commande centralisée électronique Dijon-Vallorbe de la SNCF, etc.).

Enfin les journées d'études en liaison avec le 3e Cycle d'Électronique seront poursuivies.

GROUPE DE BRETAGNE

Inauguré le 28 octobre 1963 sous la présidence de M. G. LEHMANN avec la participation de M. le Professeur KASTLER, le Groupe de Bretagne n'a cessé d'accueillir de nouvelles adhésions et a organisé plusieurs journées d'études allant du domaine de la « Fiabilité » à la « Recherche Spatiale » en passant par la « Télévision en couleurs » et les « Moyens d'Etudes Radioélectriques ».

Le groupe est en majeure partie composé de jeunes ingénieurs et techniciens issus des Grandes Ecoles, de l'Administration des Postes et Télécommunications ou de l'Université. Du point de vue répartition géographique, les Côtes du Nord sont évidemment majoritaires par suite de la présence du CNET.

JOURNÉES D'ÉTUDES

Le 19 mai 1964 à Rennes : Moyens d'étude radioélectrique de l'Ionosphère.

— M. THUE : Introduction
— M. REVAH (CNET-GRI) : Etudes à partir du sol
— M: TAIEB (CNRS-GRI) : Etudes au moyen de fusées

— M. THOMAS (Assistant à la Faculté de Rennes) : Etudes au moyen de satellites.

Le 16 juin 1964 à Lannion : Recherche Spatiale.

— M. VOGE : Organisation de la recherche spatiale sur le plan international.
— M. THUE : Organisation de la recherche spatiale en France. Rôle du CNET.
— M. BOURGEAT : Etat actuel et avenir des satellites de télécommunications.
— M. FAYARD : Contribution du CNET au programme FRI.
— M. VILLEVIEILLE (Météorologie Nationale) : Utilisation de l'espace pour la recherche météorologique.
— M. STOULS : Problèmes de télécommunications avec les satellites météorologiques.

Le 3 mars 1965 à Lannion : Fiabilité. *

— M. ELDIN : Détermination des objectifs de fiabilité.
— M. SCHWOB (CSF) : Méthodes de calcul de la fiabilité des circuits.
— M. MARCOVICI (CNET-PDT) : Etude et amélioration de la fiabilité des équipements à partir des résultats d'exploitation.
— M. PELTIER : Les essais sous contraintes échelonnées.
— M. COCHAIN (SEFT-DEFA) : Fiabilité des circuits micro-modules.
— M. PEYRACHE : La fiabilité en France et à l'étranger.

Le 18 janvier 1965 à Pleumeur-Bodou.

— M. AUBERT (CSF) : Conférence sur la Télévision en couleurs.

Le 21 mai 1965 : Journée d'études sur les Lasers.

— M. Maurice BERNARD (CNET-PCM) : Introduction aux Lasers.
— M. LAURES (CGE-Marcoussis) : Les Lasers à gaz.
— M. DEUTSCHBEIN et M. PAUTRAT (CNET-PCM) : Les Lasers à solides fluorescents.
— M. DURAFFOURG (CNET-PCM) : Les Lasers à semi-conducteurs.
— M. ORSZAG (Laboratoire de Physique Ecole Polytechnique) : Etude de la lune par radar optique.
— M. LE MEZEC (CNET-PDT) : Problèmes d'application du Laser aux Télécommunications.
— MM. TRUFFERT et BESSON (SAT) : Mise en œuvre de l'infra-rouge (ou la technique de l'infra-rouge).

En projet (second semestre 1965)

— Réunion à Rennes sous la présidence de M. le Professeur MEVEL. Conférence sur les « Etudes ionosphériques par écoute de satellites ».

— Réunion à Brest (M. le Professeur MEVEL prendra contact avec M. GARNIER du DCAN).

— journée d'études à Lannion sur les applications de la supraconductivité.

— journée d'études à Lannion sur la microélectronique et plus spécialement sur les circuits logiques intégrés.

VISITES

Le 23 juin 1964 : Visite de laboratoires au Centre de Recherches de Lannion et de la Station Spatiale de Pleumeur-Bodou (avec 50 membres de la SFER) ; visite renouvelée. *Le 15 octobre 1964* avec 30 membres de la SFER.

En projet :

a) Centrale nucléaire de Brennilis et Centre ORTF et P. et T. de Roc-Trédudon.

b) Centre de Montersil (Faculté des Sciences de Rennes).

c) à l'étude : visite à Brest (DCAN, arsenal)

d) usine marémotrice de la Rance.

* Un compte rendu détaillé est publié plus loin.

GROUPE DE L'EST

Le Groupe de l'Est a invité ses membres à une conférence de M. Chabert, de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon, sur « les problèmes posés par l'utilisation des dispositifs à semiconducteurs dans les techniques de l'espace », conférence dont le texte a été reproduit dans « l'Onde Électrique » d'avril 1965.

Contact a été pris avec M. Peyssou, Directeur du Centre RPC de la CSF à Dijon, Vice-Président du Groupe de Bourgogne de la SFER qui a promis de venir faire une conférence à Nancy.

Enfin, une propagande a été menée auprès des élèves de l'ENSEM qui apprécient beaucoup « l'Onde Électrique » et dont un certain nombre ont demandé de faire partie de la SFER.

GROUPE DE MARSEILLE

Depuis la rentrée d'octobre 1964 les membres du groupe de Marseille ont été conviés aux manifestations suivantes organisées par le groupe seul ou avec le concours d'autres sociétés ou organismes :

9 décembre : Conférence de Monsieur SIDERIADES, sur les oscillations forcées d'un système de Van der Pol *

3 février : Conférence de Monsieur HENNEQUIN Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille, sur la résonnance magnétique nucléaire et quelques-unes de ses applications en champs faibles.

30 et 31 mars, 1 et 2 avril, avec le concours de l'Institut de Mécanique statistique de la Turbulence de Marseille, quatre conférences de Monsieur R. BOLGIANO Jr, Associate Professor Cornell University, Propagation des ondes hertziennes dans l'atmosphère turbulente ; Théorie de la diffusion des ondes dans l'atmosphère ; Structure réticulaire de l'indice de réfraction ; Etude de la microstructure atmosphérique par les ondes diffusées.

29 avril : (En liaison avec la SFE). Conférence de Monsieur AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F. sur la télévision en couleur, avec projection.

Sont prévues pour mai-juin 1965

Visites de l'émetteur de télévision 50 kW Bande IV de Marseille,
— du Centre d'Etudes nucléaires de Cadarache (B.-du-R.)
— de l'usine de Texas Instruments à Villeneuve-Loubet (A.-M.)
— du Centre I.B.M. de la Gaude (A.-M.)

GROUPE DU NORD

CONFÉRENCES

En février-mars 64 - à Lille

Avec le concours de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord, « Les tendances actuelles de l'Electronique »

1) La microminiaturisation, par M. Paul VERHOYE, Membre du bureau régional de la SFER

2) L'électronique rapide, par M. Jean-Pierre OEHMICHEN, Ingénieur à la CFTH

3) Les lasers, par M. Jean ROIG, Professeur à la Faculté des sciences de Montpellier

4) L'électronique et la biologie, par M. Joseph POLONSKY, Directeur du Département Télévision de la C.S.F.

En octobre 64 - à Lille

Avec le concours du Groupe Nord de la Société Française des Electriciens :

« Quelques idées sur la production d'électricité de demain » Par M. A. DEJOU, Directeur des Etudes et Recherches de l'Electricité de France.

* Cette conférence sera publiée dans l'Onde Electrique.

En novembre 64 - à Lille

Avec le concours du Groupe régional des Ingénieurs Civils de France :

« Automation de nos entreprises : pour aujourd'hui ?... ou pour demain ?... ». Par M. Bernard PRONIER, Membre du bureau régional de la SFER.

Des auditoires de 200 à 300 personnes ont participé à ces conférences dont la presse régionale a largement rendu compte.

RELATIONS DIVERSES

Le Groupe Nord de la SFER, en de nombreuses circonstances, s'est efforcé de développer ses relations avec les associations scientifiques et les groupements régionaux d'ingénieurs, notamment avec :

— La Société Française des Electriciens,
— les Ingénieurs Civils de France,
— la Société Industrielle du Nord de la France,
— l'Association Française pour le Contrôle Industriel de la qualité,
— l'Association Française de Régulation et d'Automatisme,
— l'Association Technique pour l'Energie Atomique.

Le Groupe du Nord de la SFER, en la personne de son Président, a participé à la création de l'« Union Régionale des Groupements d'Ingénieurs du Nord et du Pas de Calais » et se trouve représenté dans le bureau de cette nouvelle association à un poste de Vice-Président.

Le Président de la SFER a été désigné par le premier Ministre en qualité de « personne qualifiée » comme membre du Comité de Développement Régional Nord - Pas-de-Calais.

A ce titre, le Groupe Nord de la SFER a été représenté en de nombreuses manifestations officielles, notamment à la Préfecture du Nord, à la Région Economique, à la Foire de Lille, etc.

La presse régionale et l'ORTF ont, à différentes reprises, prêté leur concours au Groupe Nord, soit en passant ses communiqués, soit en relatant ses activités. La revue hebdomadaire le « Nord Industriel » a ouvert une nouvelle rubrique « Le Carrefour des Ingénieurs » et dans ce cadre a offert très largement ses colonnes à la SFER.

JOURNÉE D'ÉTUDES SUR LA FIABILITÉ

Résumé des conférences du 3 mars 1965 présentées par le Groupe de Bretagne à Lannion — Centre de Recherches du C.N.E.T.

DÉTERMINATION DES OBJECTIFS DE FIABILITÉ

par J. ELDIN, Ingénieur en chef au CNET
chargé du Département « Pièces détachées - Tubes »

La Fiabilité n'est pas une fin en soi, mais l'un des paramètres les plus importants de tout système. Ce paramètre doit faire l'objet de clauses dans les contrats au même titre que le cahier des charges, car il est directement lié *au prix*.

La détermination des objectifs de fiabilité est un acte essentiel, un acte de Direction (seule à posséder une vue suffisamment large des entreprises pour déterminer efficacement les objectifs).

Les objectifs de fiabilité sont inséparables des objectifs opérationnels les plus classiques. Ils se décomposent en deux parties :

1) Les objectifs proprement dits,

2) Les conditions dans lesquelles ces objectifs doivent être atteints. Parmi celles-ci, certaines ont une importance capitale :

— L'objet est-il à fonctionnement permanent ou discontinu ?

— Peut-on faire de la maintenance sur cet objet, par réglages, par remplacements ? Auquel cas il s'agit de prévoir l'accessibilité des organes, objets de la maintenance.

Pour chiffrer la maintenance d'un système, on peut distinguer deux sortes de missions :

1) Le temps de mission *est fini* (Ex. fusée d'interception) : la notion d'échange ou de remplacement ne joue pas dans ce cas, la fiabilité est simplement la probabilité de succès de la mission.

2) On a affaire à une collection d'objets remplaçables ou réparables. Le paramètre important est le temps moyen entre pannes (M.T.B.F. : Moyenne des temps de bon fonctionnement).

Les éléments suivants sont précieux pour la détermination de la fiabilité, qui ne peut être rendue égale à l'unité :

— L'expérience antérieure fournit un ordre de grandeur de l'écart par rapport à la perfection.

— Certaines conditions auxiliaires extérieures conduisent à limiter supérieurement la Fiabilité (Ex. : Défauts accidentels sur les réseaux de câbles enterrés).

— Les impératifs de coût limitent de toute façon la fiabilité car, rendre celle-ci égale à 1 reviendrait à rendre le prix infini.

— Les éléments du contexte de la mission sont à considérer attentivement, en particulier les possibilités de redondance.

Enfin l'argument principal pour la détermination de la M.T.B.F. est d'ordre purement économique : il s'agit de déterminer le prix minimal de l'heure d'exploitation. Une formule de calcul peut être alors proposée :

Soient : P_0 prix d'achat de l'objet,
T_0 temps d'amortissement,
P_1 prix d'une réparation,
T_1 temps moyen pour une réparation,
p_0 prix horaire d'exploitation (consommations, personnel nécessaire, etc),
p_1 rapport horaire,
p prix total de l'heure d'exploitation,
T moyenne des temps de bon fonctionnement (M.T.B.F.),

On a alors :

$$p = p_0 + \frac{P_0}{T_0} + \frac{P_1 + p_1 T_1}{T}$$

De plus P_0 est une fonction de T de la forme

$$P_0 = K(T)^n \qquad (n \geqslant 1)$$

Les valeurs relevées couramment pour n varient entre 2 et 4.

Il y a donc manifestement un optimum de p.

Le calcul fait intervenir, par l'intermédiaire des grandeurs P_1 et T_1, des éléments liés à l'aptitude des systèmes, à la maintenance et au dépannage.

MÉTHODES DE CALCUL DE LA FIABILITÉ DES CIRCUITS

par M. SCHWOB
Responsable du groupement « Composants » C.S.F.

La méthode la plus simple et la plus courante consiste à déterminer le taux de défaillance du circuit par simple addition des taux de défaillances des composants. C'est une méthode très rapide, mais simpliste, car elle ne tient pas compte de la structure du circuit ni des défauts par dérive. Cette méthode devient insuffisante car l'importance des défauts cataleptiques décroît avec les progrès réalisés sur les composants et avec l'avènement des circuits fonctionnels.

Les méthodes proposées consistent à déterminer les tolérances ou la distribution du paramètre de sortie du circuit, en fonction de celles des composants :

a) *Calcul du cas le plus défavorable.* On ne considère que les valeurs extrêmes des tolérances (ou des valeurs à $\pm$ 3 σ). On calcule les valeurs extrêmes que prend le paramètre de sortie lorsque les composants prennent leurs valeurs extrêmes et dans un sens tel que leurs effets s'ajoutent toujours. Cette méthode ne nécessite que peu de calcul, mais la probabilité d'atteindre ces cas défavorables est très faible.

b) *Calcul de la variation simultanée de paramètres.* On détermine les plages entre lesquelles peuvent varier un couple de paramètres de façon telle que le paramètre de sortie reste dans les limites admises. Cette méthode sert surtout à faire un choix entre les variations admissibles de plusieurs composants.

c) *Méthode des moments.* A partir du modèle mathématique du circuit, on détermine la moyenne et la variance du paramètre de sortie en fonction des moyennes et variances des composants. On suppose en général que toutes les distributions sont normales.

d) *Méthode de régression multiple.* On suppose qu'il existe une relation linéaire de régression entre les paramètres. Par un échantillonnage du circuit et une mesure du paramètre de sortie de ces circuits, on peut établir un système de n équations que l'on traite par la méthode des moindres carrés. On en déduit les coefficients de l'équation de régression et, à partir de celle-ci, la moyenne et variance du paramètre de sortie. Cette méthode nécessite la réalisation d'échantillons du circuit à calculer, elle n'est donc valable que pour des grandes séries. Les calculs ne peuvent se faire que sur calculateur.

e) *Méthode de Monte Carlo.* On établit le modèle mathématique du circuit et on calcule le paramètre de sortie en prenant, pour la valeur de chaque composant, une valeur aléatoire comprise dans sa distribution. Le calcul est effectué entre 500 et 1 000 fois. On en déduit l'histogramme réel du paramètre de sortie avec un certain degré de confiance. Nécessite la connaissance de la distribution des composants et l'emploi d'un calculateur.

f) *Méthode expérimentale.* On établit une maquette sur table du circuit et on constitue des lots de composants ayant des distributions proches de celles rencontrées en pratique. On choisit alors au hasard dans ces lots, les composants nécessaires pour réaliser une maquette. On mesure le paramètre de sortie de celle-ci et recommence ainsi de nombreuses fois. Cette méthode est, dans son principe, identique à la précédente, mais uniquement expérimentale, elle peut être intéressante dans quelques cas simples.

Le tableau ci-dessous résume ces diverses méthodes.

Des exemples ont permis d'indiquer la richesse d'informations que l'on tire de ces méthodes, en particulier de la méthode de Monte Carlo. Elles permettent, en plus, de déterminer l'influence exacte de chacun des composants du circuit sur les tolérances ou la fiabilité de ce circuit.

ÉTUDE ET AMÉLIORATION DE LA FIABILITÉ DES ÉQUIPEMENTS A PARTIR DES RÉSULTATS D'EXPLOITATION

par C. MARCOVICI
Ingénieur au Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

L'étude et l'amélioration de la fiabilité des équipements d'après leur comportement en exploitation impliquent le relevé et l'analyse des défaillances. On peut tirer de cette collecte de nombreux avantages dont :

MÉTHODES D'ANALYSES DES CIRCUITS

Méthode	Modèle	Classe	Données obtenues	Données nécessaires	Observations
C.L.P.D. (cas le plus défavorable)	Mathématique	Non statistique	Valeurs extrêmes du paramètre de sortie.	Valeurs extrêmes moyennes des paramètres internes.	Ne donne aucune idée sur la distribution des paramètres externes.
Variation simultanée de deux paramètres	Mathématique	Non statistique	Valeurs extrêmes possibles des paramètres internes.	Valeurs extrêmes du paramètre de sortie	Sert à déterminer les tolérances des paramètres internes.
Moments	Mathématique	Statistique	Valeurs moyennes et variance du paramètre de sortie Indice de sensibilité des paramètres internes.	Distribution des paramètres internes	
Régression multiple	Mathématique	Statistique	— id —	Distribution des paramètres internes et du paramètre de sortie	Nécessite l'étude du paramètre de sortie sur échantillon
Monte Carlo	Mathématique	Statistique	Histogramme du paramètre de sortie	Distribution des paramètres internes	
Expérimentale	Maquette	Expérimentale	Histogramme du paramètre de sortie	Echantillons conformes des paramètres internes	Valable pour les cas simples

— la mesure de la fiabilité opérationnelle (fiabilité effective en utilisation, qui dépend de la fiabilité inhérente à l'équipement et de différents facteurs qui tendent à la dégrader) ;

— l'amélioration de la fiabilité opérationnelle grâce à un « feedback » rapide des informations collectées vers les différents responsables : fabricant de composants, constructeur, utilisateur ;

— l'organisation d'une maintenance préventive et d'une gestion économique des pièces de rechange et de la main-d'œuvre

— la constitution d'un recueil d'informations : problèmes rencontrés et solutions, liste de taux de défaillance des composants et circuits fonctionnels.

Le relevé des défaillances se fait sous forme de rapports remplis après chaque intervention sur le matériel et dont quatre exemples sont présentés et commentés en précisant que leur forme doit tenir compte :

— de considérations propres à l'équipement,

— de l'utilisation prévue des informations,

— du personnel qui fournit ces informations,

— du traitement manuel ou mécanographique des informations.

On considère ensuite toutes les informations qui, sous forme codée, peuvent être incluses dans un rapport très complet et on étudie la façon de classer et d'analyser, qualitativement et statistiquement, les données issues de ces rapports de défaillance.

Cela peut se faire automatiquement sur ordinateur à condition de bien préciser et tenir à jour certaines variables telles que :

— la définition du système étudié,

— la définition des performances acceptables,

— la base des calculs de durée,

— les conditions de fonctionnement et maintenance.

Ces considérations étant faites, l'examen des résultats d'une exploitation pilote, en cours de mise au point au Centre de Fiabilité, s'avère intéressant. Il s'agit de l'étude de 300 émetteurs-récepteurs transistorisés, montés sur véhicule, et entretenus par le constructeur lui-même.

Les rapports d'intervention se présentent sous forme de fiches à perforations marginales. Leur manipulation est pratique et rapide ce qui permet de nombreuses études, en particulier l'examen de l'évolution du taux de défaillance des équipements et de certains composants. Des histogrammes sont établis ainsi qu'une fiche de fiabilité qui fait le bilan des informations constatées pendant une certaine période et permet de réaliser un graphique sur lequel sont portés les taux de défaillance des divers types de composants, et de fournir aux fabricants des résultats sur la fiabilité de leurs produits.

Ce sont les taux de défaillance caractéristiques des composants convenablement utilisés qui sont recherchés ; pour les obtenir, il a fallu distinguer quatre catégories de défauts des composants :

— les défauts systématiques qui, traduisant une mauvaise utilisation, sont imputables au projeteur ;

— les défauts d'origine externe, qui proviennent de causes plus ou moins imprévisibles a priori : leur connaissance et leur élimination permettent une meilleure utilisation du matériel ;

— les défauts secondaires, causés par la défaillance d'un autre composant ;

— les autres défauts qui ne pouvant entrer dans l'une des trois catégories précédentes, constituent les défauts intrinsèques recherchés.

On montre comment, pratiquement, se fait cette distinction et il apparaît que la suppression des trois ou quatre principaux types de défauts systématiques relevés doublera la M.T.B.F. actuelle des émetteurs-récepteurs.

LA FIABILITÉ EN FRANCE ET A L'ÉTRANGER

par G. PEYRACHE
Responsable du Centre de Fiabilité au C.N.E.T.

Faisons d'abord un rapide tour d'horizon international.

Aux U.S.A.

Cette année vient d'avoir lieu le XI[e] Symposium national américain sur la Fiabilité et le Contrôle Qualité. Il est intéressant de noter l'évolution suivie Outre-Atlantique depuis douze ans. Au début, la fiabilité était une annexe du Contrôle Qualité, elle procédait des mêmes disciplines (essentiellement statistiques). C'était l'époque des essais massifs de milliers de pièces pendant des milliers d'heures. Depuis trois ans est apparue une nouvelle orientation plus physique : la recherche des causes de non fiabilité (la physique des défaillances). Cette année, le Symposium a admis un nouveau parrain : la société des essais non destructifs, et l'an prochain le titre du Symposium ne sera plus « Fiabilité et Contrôle Qualité », mais « Fiabilité » seule. La fiabilité, devenue majeure, et ayant, en tant que technique, conquis droit de cité répudie son tuteur initial : le Contrôle Qualité.

L'orsqu'on interroge les spécialistes américains sur ce qu'est ou ce que doit être un ingénieur « fiabilité », une réponse assez commune est : un coordinateur, coordinateur entre le bureau de dessin, l'atelier des maquettes, le service approvisionnement, pour que tous tiennent compte des objectifs « fiabilité » dans leur travail. C'est lui enfin qui aide le client à formuler des desiderata réalistes et qui traduit ces desiderata dans la conception et les règles de fabrication des équipements.

De nombreux contrats officiels prévoient des clauses de fiabilité dans leurs commandes d'équipements.

En Angleterre

La National Council for Quality and Reliability (NCQR), organisme homologue de notre Association Française pour le Contrôle Industriel de la Qualité, organise de nombreuses réunions à l'échelon régional ou national. Il a mis sur pied des cycles de cours de fiabilité à l'usage des ingénieurs. Certains laboratoires tels celui du Royal Radar Establishment à Great Malvern étudient les problèmes de physique des défaillances et les problèmes d'influence des environnements (climatiques, mécaniques) avec des moyens d'essais impressionnants.

En Allemagne

Aucun organisme officiel s'intéressant plus spécifiquement à la fiabilité n'est connu de nous. Tous les deux ans, la Nachrichtentechnische Gesellschaft organise des congrès portant sur la fiabilité. Une des premières initiatives des allemands dans ce domaine a été, pour les composants électroniques, l'établissement d'une spécification introduisant, parmi les caractéristiques d'un composant, la classe d'utilisation (tropicale, saharienne, tropicale extérieure, tropicale intérieure...) et son taux de défaillance.

En Suède

C'est probablement l'un des pays européens le plus en avance dans l'introduction des clauses de fiabilité dans les contrats d'équipements. C'est également l'un des plus sévères dans les autorisations d'emploi de composants pour équipements militaires. Plusieurs constructeurs français ont accepté des contrats de l'armée suédoise avec clauses de fiabilité.

L'an prochain, la Suède organise à Stockholm un congrès (celui de l'EOQC) sur Assurance de Qualité et de Fiabilité.

Voyons maintenant l'action entreprise en France dans ce domaine :

En France

Dès 1961 a été décidée la création au sein du C.N.E.T., d'une unité de recherche sur la fiabilité des composants électroniques : le Centre de Fiabilité, qui en fait, n'a vu le jour qu'en 1963. Son action s'inscrit dans le plan de l'Action Concertée en Electronique et il reçoit ses subventions du Fonds de Développement.

Il œuvre pour l'ensemble des Administrations civiles et militaires ainsi que pour les industriels fabricants de composants ou constructeurs d'équipements qui peuvent faire appel à lui.

Ses grands axes d'activités sont :

1° Documentation et information : signalement d'articles, publication de synthèses dans une revue, « FIABILITÉ ».

2° Essais en laboratoire à Lannion où sont étudiées les méthodes d'essais accélérés propres à chaque composant (exposé de M. PELTIER).

3° Etude des résultats d'exploitation et recherche de la fiabilité des composants en fonction de quelques grandes classes d'utilisation : P et T, AIR, etc., mise au point de méthode de collecte de l'information (voir exposé de M. MARCOVICI).

4° Echanges de résultats d'essais de laboratoire entre grands consommateurs de composants. Mise au point d'une présentation condensée des résultats.

Le Centre de Fiabilité surveille, par ailleurs, les contrats passés par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique auprès des fabricants de composants (ils sont actuellement au nombre de 20 et portent essentiellement sur les semiconducteurs, les résistances, les condensateurs, les relais, les connecteurs). Il sert de conseil dans la mise au point de clauses de fiabilité tant dans les spécifications de composants que dans celles des équipements. Ses travaux s'appuient fortement sur tout l'acquis existant déjà en France (spécification CCTU, Contrôle Centralisé de Qualité des Composants).

Enfin ce tour d'horizon international serait incomplet si l'on ne mentionnait pas l'existence, au sein de la Commission Electrotechnique Internationale, d'un Comité d'Etude (n° 56) sur la fiabilité, dont la présidence a été confiée à M. ELDIN. De nombreux travaux, encore officieux, ont été effectués dans ce cadre mais la première réunion de ce Comité n'aura lieu qu'en octobre 1965. Les trois premiers aspects considérés sont : terminologie, présentation des données de Fiabilité, Philosophie de base du Comité d'Etudes. La participation active du Centre de Fiabilité à ces travaux internationaux lui permet de mieux suivre et de collaborer à l'évolution de cette technique nouvelle en plein essor.

Résumé de la conférence de Monsieur PELTIER à la Journée du 3 mars 1965

ESSAIS DE FIABILITÉ DES COMPOSANTS PAR CONTRAINTES ÉCHELONNÉES

Pour prédire le comportement ou étudier le processus de dégradation de composants électroniques, on peut accélérer les essais dans la mesure où contrainte et temps jouent un rôle symétrique.

La technique de l'essai en contrainte échelonnée présente l'avantage sur les essais matriciels, de n'utiliser qu'un seul lot que l'on soumet à des niveaux de contraintes croissants. En rapprochant les résultats obtenus en faisant passer plusieurs lots par les *mêmes* niveaux de contrainte, mais pendant des *temps différents*, on trouve, s'il y a lieu, la relation temps-contrainte qui assure un taux de défaut donné.

Inconvénients :

a) faire apparaître des défauts inusuels. Le complément de la méthode est donc l'analyse des défauts.

b) Les pièces ont parfois la mémoire des niveaux précédents. Il faut alors calculer si possible, un coefficient correctif.

c) La précision des mesures est souvent insuffisante pour déceler une évolution lente.

Avantages :

— Excellent outil d'investigation.

— Bon moyen de comparaison entre deux fabrications analogues.

— Méthode rapide de contrôle.

— Affranchissement des conditions nominales d'emploi.

— Possibilité de prédiction.

CORRESPONDANCE

Les Coloristors

PAR

Z. CIMPL, J. KLAZAR, F. KOSEK et M. STANĚK

Ingénieurs à l'Ecole Supérieure de Chimie et de Technologie, de Pardubice

Ingénieur à l'Institut pour le Développement Radiotechnique, de Pardubice

Les personnes travaillant dans un service de radars et, plus généralement, à un endroit où il faut regarder un tube de télévision, évalueront certainement l'avantage de n'être pas gênées par la lueur des lampes de contrôle, un incident de marche étant indiqué seulement par le changement du ton d'un élément de contrôle. Les coloristors qui sont des indicateurs réagissant par virage aux variations d'un courant électrique offrent cet avantage. Il s'agit de l'utilisation pratique de matériaux qui changent de couleur à une température supérieure à celle du point d'inversion, sans qu'il y ait variation de la composition chimique.

Le coloristor indiquera donc quand un courant dépasse une valeur déterminée. La possibilité de son exploitation en circuits simples et économiques destinés, par exemple, au contrôle du voltage de charge des batteries, des alimentations, des appareils avec transistors, etc., est évident. Le mercurotétraiodure d'argent employé pour la fabrication des coloristors change, à la température de 50 °C, sa couleur jaune en orange, le mercurotétraiodure de cuivre, à la température de 70 °C, passe du rouge au brun foncé. Le courant de réaction du coloristor dépend donc de la température extérieure. Si le coloristor doit indiquer le raccordement d'un appareil à la source électrique, il n'y a pas d'obstacles, s'il doit indiquer le courant maximal toléré par un amplificateur à transistors, c'est même avantageux. Dans les autres cas, il faut placer le coloristor dans un circuit compensé.

La figure 1 montre la variation du courant en fonction de la température pour un coloristor C10A (courbe *a*) et pour un coloristor C10B (courbe *b*). La figure 2 indique la variation du courant et de la tension en fonction de la température d'un coloristor placé dans un circuit compensé qui se compose d'une résistance de 10 kΩ, d'une thermistance TRN2 15 000 et d'un coloristor 60 C10B.

Jusqu'à maintenant, on a réalisé des coloristors planars et des coloristors perlettes. Les coloristors planars sont composés d'une plaque-support isolante, sur laquelle est formée la couche conductrice avec les électrodes. Sur cette couche est appliqué le vernis actif du thermocolor. Les coloristors-perlettes sont formés en appliquant la couche active sur un fil ou sur une spirale de chauffage. Les dimensions, la forme et les autres détails de la construction dépendent du mode d'exploitation du coloristor.

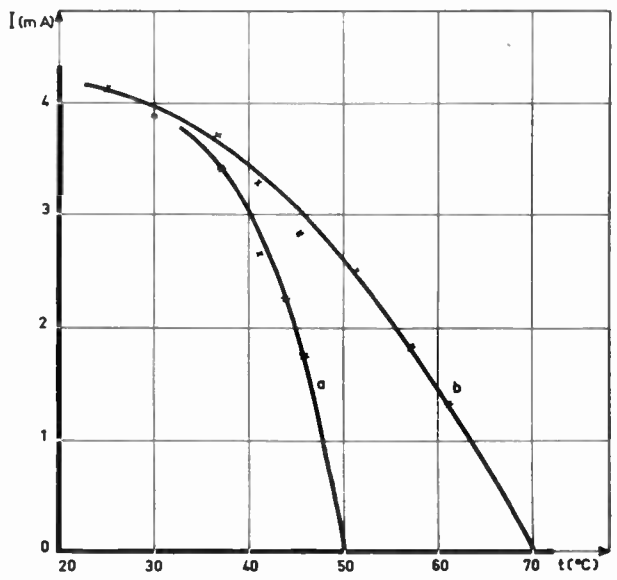


FIG. 1.

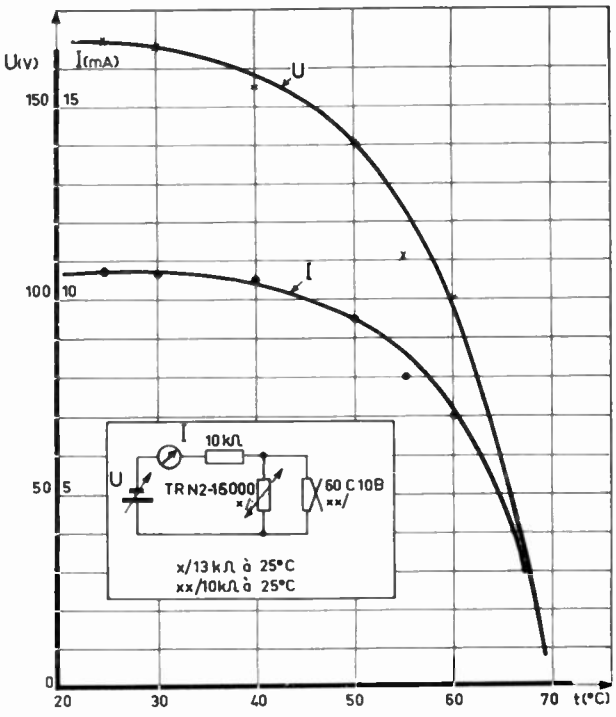


FIG. 2.

La dépense d'énergie électrique des coloristors planars carrés de dimensions 10 × 10 mm (fig. 3) est d'environ 0,3 W. Pour les coloristors perlettes, elle est de 20 à 30 mW. La résistance de la couche conductrice correspond à la tension ou au courant donné. Les échantillons réalisés travaillent, pour la plupart, aux tensions de 0,5 V ou 3-8 V ou 40-80 V, mais il n'est pratiquement pas plus difficile de faire des coloristors pour une tension quelconque.

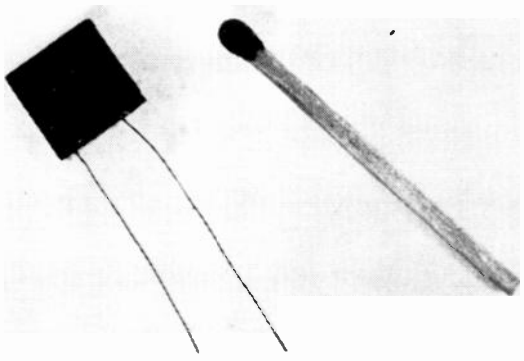


FIG. 3.

Examinons maintenant les composants du coloristor planar.

La plaque support peut être faite dans un matériau isolant quelconque, stable à la température à laquelle travaille le coloristor.

La température d'inversion des matériaux actifs utilisés étant de 50 où 70 °C, la stabilité thermique jusqu'à 100 °C est indispensable. Les premiers coloristors planars étaient faits sur les plaques de verre, on a utilisé par la suite des plaques carrées micromodules de céramique 10 × 10 mm, d'épaisseur 0,3 mm.

Les propriétés physiques, la forme et les dimensions de la plaque-support ont une certaine influence sur l'inertie thermique du coloristor (on appelle ainsi le temps nécessaire pour que le coloristor reprenne sa couleur initiale après le fonctionnement). L'inertie thermique des coloristors planars décrits est d'environ 10 s, celle des coloristors perlettes, de 2-3 s.

La couche conductrice nécessaire peut être formée sur la céramique de base en brûlant de l'argent, du platine ou du cadmium. En étudiant la forme et l'emplacement des électrodes, on peut faire que le coloristor donne une indication sur toute sa surface simultanément ou que le domaine de variation de la couleur s'élargisse progressivement avec le courant. Les coloristors ainsi formés peuvent accomplir des fonctions analogues aux indicateurs électroniques dits « yeux magiques ». Les produits chimiques ne peuvent pas être appliqués seuls comme couche active, il est nécessaire d'utiliser un liant convenable qui ne porte pas dommage à la couche conductrice, ne se décompose pas et ne réagisse pas chimiquement avec les composés du mercure, liant qui à température élevée, ne modifie pas sa couleur propre, et se mélange bien avec les matériaux actifs utilisés. Une dissolution de polystyrène dans le xylène ou le toluène apparaît avantageuse. Pour prévenir l'influence chimique du matériau actif sur la couche conductrice, qui peut conduire à l'instabilité durant l'exploitation et à l'abaissement du temps de la vie, il est interposé un vernis.

Le prix du coloristor n'est pas plus élevé que le prix de la lampe de signalisation dont la vie est plus courte. Le vernis actif est assez résistant pour n'avoir pas besoin d'être protégé mécaniquement. C'est pourquoi le coloristor est un élément indicateur très avantageux qui peut rendre service dans beaucoup de cas à l'électronique moderne (1).

(1) Notons cependant que les coloristors, brevetés en République Tchécoslovaque, ne sont pas fabriqués industriellement à l'heure actuelle.

Réalisation en France d'un premier maser à hydrogène

PAR

Cl. AUDOIN et CHECKRAHAMATOULA

Attachés de recherche au CNRS

Un maser à hydrogène a été réalisé pour la première fois en France à l'Institut d'Électronique de la Faculté des Sciences d'Orsay.

1. Principe de fonctionnement

Le principe du maser à hydrogène est connu depuis 1960, date où un appareil de ce type a été réalisé pour la première fois par les Professeurs RAMSEY, GOLDENBERG et KLEPPNER à l'Université de Harvard (USA).

Dans ce maser, on fait appel à une transition entre deux états ($F = 1$, $m = 0$ et $F = 0$, $m = 0$) de la structure hyperfine de l'hydrogène. Elle est induite dans le champ électromagnétique d'une cavité résonnante. La particularité essentielle de ce maser est que les atomes restent en interaction avec le champ électromagnétique pendant une durée de l'ordre de la seconde. Cela est obtenu en les faisant pénétrer dans un ballon de quartz muni d'une petite ouverture. Afin que les nombreuses collisions avec les parois ne perturbent pas trop l'état interne des atomes, le ballon est revêtu intérieurement d'un film mince de téflon, par exemple, qui assure l'élasticité du choc entre atomes orientés et parois : ainsi, la fonction d'onde de l'atome n'est pas perturbée au cours du choc. Il est alors possible d'obtenir des temps de relaxation de l'ordre de la seconde.

Le maser à hydrogène est un auto-oscillateur : l'accrochage est obtenu lorsque l'énergie cédée par les atomes au champ électromagnétique devient égale aux pertes dans la cavité. La fréquence d'oscillations est 1 420 405 751,800 ± 0,028 Hz (échelle A1). Il résulte de la grande durée d'interaction avec le champ électromagnétique que la largeur de raie de la transition est très faible ($Q \sim 10^9$) et que la pureté spectrale de l'oscillation du maser est particulièrement bonne. Si, de plus, des précautions sont prises pour éliminer diverses influences extérieures parasites (entraînement de fréquence par désaccord de la cavité, champ magnétique variable...), le maser à hydrogène constitue une horloge atomique absolue de très haute qualité : des stabilités de quelque 10^{-13} sur une année ont été annoncées.

2. Description de l'appareil

La figure 1 donne une vue générale de l'appareil qui a été construit au Laboratoire de l'Horloge Atomique du CNRS, section d'Orsay. Les parties essentielles en sont les suivantes :

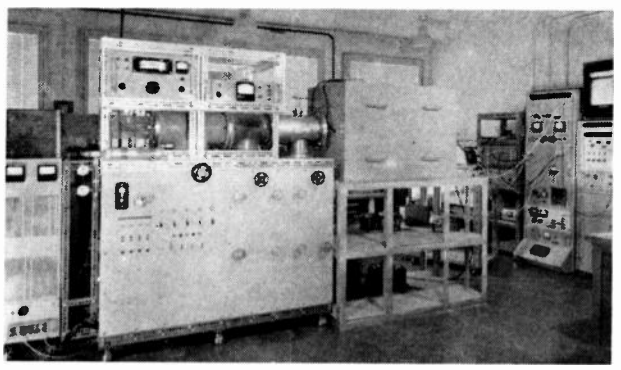


FIG. 1. - Vue d'ensemble de l'appareil.

— *Source d'hydrogène atomique.* — Des molécules d'hydrogène sont dissociées en atomes dans une décharge à 20 MHz. Les atomes formés empruntent un canal de 3 mm de diamètre et sortent en jet dans une enceinte à ultravide ($p \leqslant 10^{-7}$ torr).

— *Lentille magnétique hexapolaire.* — Le jet d'atomes d'hydrogène est soumis à l'action d'un champ magnétique inhomogène dans une lentille magnétique hexapolaire. Les atomes dans l'état $F = 1$, $m = 0$ (état d'énergie supérieur de la transition) sont focalisés vers l'axe de la lentille. Les atomes dans l'état $F = 0$, $m = 0$ (état d'énergie inférieur de la transition) sont éloignés de l'axe. Un diaphragme sépare les deux types d'atomes.

La lentille a 20 cm de long. Le champ sur les pôles est de 0,7 T environ.

— *Cavité résonnante.* — Elle est cylindrique et fonctionne selon le mode TE_{011}. Son coefficient de surtension dans les conditions de fonctionnement est de 45 000 environ.

— *Ballon de stockage des atomes.* — Ce ballon a un volume de 2 l, l'ouverture est un canal de 8 mm de diamètre, de 10 cm de long. La paroi interne est recouverte d'un film de téflon réalisé à partir d'une suspension aqueuse de ce produit.

— *Blindages magnétiques — Champ magnétique directeur.* — La transition (1,0 - 0,0) utilisée est

induite lorsqu'il existe une composante de champ magnétique alternatif parallèle au champ magnétique directeur. Ce dernier doit être uniforme, pour éliminer la possibilité d'autres transitions parasites, et de faible valeur pour que la fréquence d'oscillation reste indépendante de toute fluctuation du champ magnétique (la transition est choisie pour que la fréquence ne dépende qu'au second ordre de la valeur de H).

Le champ directeur est produit par deux paires de bobines carrées placées dans un blindage magnétique. Cet écran comporte actuellement deux couches et réduit le champ ambiant (champ terrestre, champ à 50 Hz) à une valeur de l'ordre de 1 mOe.

— *Récepteur.* — Pour observer le signal à faible niveau (10^{-12} W environ), un récepteur sensible a été construit. Il est à double changement de fréquence. Les oscillateurs locaux sont obtenus par multiplication de fréquence à partir d'un oscillateur à quartz à 5 MHz. La bande passante de la sortie à 405,75 kHz est de 1,2 kHz. La sensibilité de ce récepteur est meilleure que 10^{-15}W.

3. Résultats obtenus

L'oscillation obtenue est très pure (signal/bruit supérieur à 30 en amplitude). La figure 2 montre le signal après changement de fréquence à la sortie 405,75 kHz du récepteur. Le champ magnétique minimal pour lequel l'oscillation est observée est actuellement de 12 mOe environ.

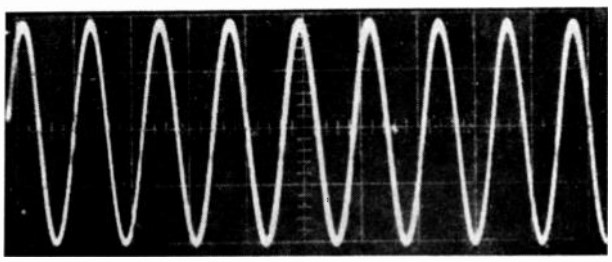


FIG. 2. — Oscillation du maser. Signal à 405,75 kHz obtenu après double changement de fréquence.

Le comportement du maser peut également être étudié s'il reste au-dessous du seuil d'auto-oscillation ; on observe alors le signal émis par les atomes

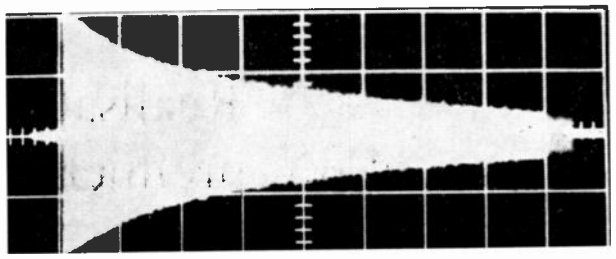


FIG. 3. — Observation du temps de relaxation des atomes. En abscisse 1 division correspond à 100 ms.

lorsqu'ils ont été préalablement excités par une impulsion d'énergie à la fréquence de transition. Cette méthode permet de mesurer avec précision le temps de relaxation des atomes justement dans des conditions très voisines de celles qui règnent dans l'oscillateur entretenu.

La figure 3 montre un signal de ce type. Le temps de relaxation est de 300 ms environ, il est déterminé ici essentiellement par les dimensions de l'ouverture du ballon.

4. Travaux en cours

L'amélioration des conditions de fonctionnement de ce prototype où le jet atomique est horizontal se poursuit : les essais ont montré déjà qu'on devait améliorer le blindage magnétique, la régulation de la température de la cavité et la purification de l'hydrogène, qui ici n'était pas encore filtré sur palladium. Un second appareil à jet vertical est en cours de construction. Il est conçu pour constituer une véritable horloge atomique de très haute qualité.

Le prototype sera employé à des études sur la physique de l'atome d'hydrogène et à la mise au point d'ensembles électroniques permettant d'exploiter les propriétés de ce type d'appareil utilisé comme horloge atomique.

L'étude est financée pour partie par le CNRS (Laboratoire de l'Horloge Atomique) et pour partie par la DRME.

Nous tenons à remercier le Professeur P. GRIVET qui nous a confié ce travail, ainsi que le Dr A. SEPTIER, Directeur Scientifique pour les conseils judicieux et les encouragements qu'ils n'ont cessé de nous prodiguer.

Spectre de bruit des oscillateurs hyperfréquence

Nous recevons de M. James A. MULLEN, *de la Division de recherche de la Compagnie Raytheon Waltham, Mass. USA 02154, la remarque suivante au sujet d'un article publié sous ce titre dans notre revue de janvier 1965, page 101, nous nous empressons de la publier.*

« Au sujet de l'article très intéressant de M. JUILLERAT sur les « Spectres de bruit des oscillateurs hyperfréquences » (Janvier 1965), il me semble assez important de remarquer au sujet du § 2.1 que le spectre de bruit de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence peut être dû au bruit de fond dans la bande hyperfréquence converti par les propriétés non linéaires de l'oscillateur, aussi bien qu'à des sources basse fréquence. En effet, dans les oscillateurs de qualité, c'est la source principale de bruit de modulation. Cet effet est démontré théoriquement par Berstein (CRAS de l'URSS *20*, p. 11, 1938), et pour le klystron à deux cavités, ibid. 106, p. 453, 1956) et par Blaquière (Ann. Radioélect. *8*, pp. 36-80, 153-179, 1953), Mécanique non linéaire. Mem. sci. math., Fasc. 141, Gauthier-Villars, 1960) et, également, très brièvement dans Grivet et Blaquière (le Bruit de Fond, Masson 1958). Par conséquent, il est souvent plus convenable d'exprimer le bruit par les spectres de bruit de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence (et parfois aussi par le spectre d'intercorrélation), plutôt que par le spectre de bruit hyperfréquence. Ce besoin est plus marqué pour les émetteurs de radars cohérents. Le spectre hyperfréquence est suffisant pour caractériser les tubes mélangeurs, mais néanmoins, ce n'est pas un diagnostic aussi subtil que les spectres de modulations ».

Séminaire Technique sur les Problèmes du Vide - 13-15 octobre 1965 - Turin (Italie)

Depuis trois ans, VARIAN ASSOCIATES organise des Séminaires techniques sur les problèmes de Vide dans ses Laboratoires de Palo Alto, en Californie.

Pour l'Europe, un premier séminaire sur la technologie du vide aura lieu à Turin (Italie) du 13 au 15 octobre 1965. Des ingénieurs de VARIAN Spa à Turin, et de la Division « Vide » de VARIAN à Palo Alto, présenteront des conférences et démonstrations sur les plus récents développements et produits de la technologie du vide.

Le programme qui suit donne un aperçu des conférences et démonstrations qui auront lieu au cours du séminaire. Le but est de fournir à ceux qui travaillent dans des domaines techniques du vide, des renseignements utiles et précis, il ne sera donc pas présenté sous un aspect commercial, et des discussions libres sont prévues pour permettre aux assistants de partager leurs connaissances et expériences.

Programme préliminaire

Conférences sur la théorie et les applications :

Introduction à la technique du vide ; des développements nouveaux dans la technique des pompages ioniques ; pompage par sublimation de titane ; cryopompage ; mesures de pression dans le vide ; caractéristiques de fonctionnement des systèmes de vide.

Démonstrations et Conférences :

Pompage par sorption ; fonctionnement des pompes ioniques à cathode froide ; les problèmes de conception et fabrication des systèmes à vide ; fonctionnement des systèmes à vide ; déposition des couches minces ; l'analyse des gaz résiduels.

On peut obtenir des renseignements complémentaires en s'adressant à Varian AG, Baarerstr. 77, 6300 Zug/Suisse. Tél. 042/4 45 55. Telex : 5 84 44.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs 2 en 10^{-10}

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Juillet 1965	GBR 16 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 149,5	— 150,9
2	— 149,8	— 150,6
3	— 150,2	— 150,4
4	— 149,3	— 150,3
5	— 148,7	— 150,1
6	— 149,2	— 150,1
7	— 148,2	— 150,8
8	— 149,3	— 150,8
9	— 150,1	— 150,5
10	— 149,7	— 150,8
11	— 150,5	— 150,8
12	— 150,6	— 151,0
13	— 150,6	— 150,4
14	— 150,5	— 150,7
15	— 151,3	— 150,4
16	— 150,5	— 150,6
17	— 150,9	— 150,5
18	— 150,5	— 150,5
19	— 150,5	— 150,4
20	— 150,5	— 150,8
21	— 150,8	— 150,9
22	—	—
23	— 149,7	— 150,5
24	— 149,0	— 149,7
25	— 150,1	— 149,8
26	— 150,6	— 149,6
27	— 149,8	— 150,2
28	— 148,7	— 150,6
29	— 149,3	— 150,9
30	— 150,0	— 151,2
31	— 150,1	— 150,7

Août 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 149,8	— 149,4	— 150,2
2	— 149,8	—	— 150,7
3	— 149,2	—	— 149,8
4	— 151,8	—	— 149,8
5	— 150,4	—	— 149,6
6	— 150,4	—	— 149,7
7	— 150,0	— 149,3	— 149,9
8	— 149,7	— 149,3	— 149,7
9	— 149,6	— 149,8	— 149,7
10	— 149,9	— 150,3	— 149,9
11	— 149,0	—	— 150,4
12	— 149,3	—	— 151,0
13	— 150,3	— 150,4	— 150,7
14	— 148,8	— 150,5	— 151,2
15	— 148,1	— 150,7	— 150,6
16	— 150,1	— 150,7	— 150,3
17	— 149,4	—	— 150,5
18	— 149,3	—	—
19	— 150,2	—	— 150,0
20	— 150,6	—	— 149,7
21	— 148,8	—	— 150,3
22	— 148,4	—	— 150,3
23	— 151,0	—	— 150,8
24	— 150,7	—	— 150,8
25	— 151,0	—	— 149,6
26	— 151,5	—	— 149,0
27	— 150,2	—	— 148,3
28	— 150,0	—	— 148,6
29	— 149,9	—	— 149,5
30	— 149,4	—	— 150,1
31	— 148,6	—	— 150,4

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb 2. Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs 2.

RÈGLEMENTS PUBLIÉS PAR LE SEDOCAR

Le service de documentation scientifique et technique de l'Armement nous annonce la parution récente des deux règlements ci-après :

AIR 3390. — Instruction provisoire de réglementation d'emploi des produits, matières ou procédés utilisés en construction aéronautique. Édition n° 1 du 1er mars 1965. 7 p., 4,05 F.

AIR 9446. — Conditions de recette des transformateurs-redresseurs de bord. Édition n° 1 du 1er mars 1965. 9 p., 5,40 F.

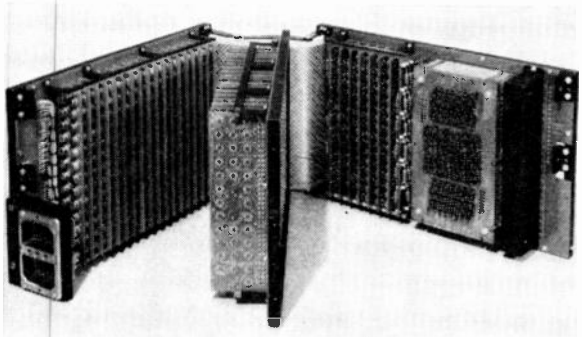
Ces règlements sont disponibles au Magasin C.T.O., 2, av. de la Porte d'Issy, Paris XVe.

LE CALCULATEUR NUMÉRIQUE ARGUS 400 FERRANTI

La Division Automation Systems de Ferranti, représentée à Paris par CERAM (Cie d'Équipements de Régulation Automatique et de Mesure) a présenté le 14 juin 1965 à la presse technique le calculateur ARGUS 400.

L'ARGUS 400 est un calculateur construit avec des circuits intégrés, destiné aux applications aéronautiques. L'ARGUS 400 est le successeur des calculateurs de régulation « en ligne » Argus 100, 200 et 300, actuellement utilisés pour diriger des systèmes d'armes, des simulateurs, des usines, le radiotélescope MARK II de Jodrell Bank, etc.

Jusqu'à une date récente, la régulation par calculateurs numériques n'était utilisé que pour des installations à terre, étant donné les dimensions du matériel. L'ARGUS 400 fournit, dans un volume inférieur à 20 dm³, la puissance d'un calculateur de contrôle numérique et peut supporter l'utilisation à bord d'un avion.



Calculateur numérique Argus 400 Ferranti

Les avantages principaux de la régulation par calculateur numérique sont :

Sa souplesse. Les équations et techniques de contrôle peuvent être continuellement améliorées à mesure que le système contrôlé est mieux connu. Le changement se réduit à l'introduction d'une nouvelle bande de programme.

Sa précision. La précision des calculs n'est limitée que par celle de l'information présentée au calculateur.

Son économie. Plus le calculateur travaille, plus il fonctionne économiquement. Les avions modernes ont des besoins croissants de moyens de calculs, justifiant un calculateur numérique à bord.

DESCRIPTION

1. *Éléments constitutifs.* Ceux-ci sont conçus à partir de deux circuits de base : la porte NOR et la porte NOR de puissance, d'où 15 éléments standards ont été dérivés, y compris un flip-flop et des circuits pour la mémoire à tores.

Les caractéristiques principales de ces éléments sont leur faible dissipation de puissance, leur grande rapidité. (Retard des portes < 10 ns), leur haut degré d'intégration. (Par exemple le flip-flop est réalisé avec 40 composants tous situés sur une seule pellicule de silicium). Enfin les boîtiers de montage TO8 ont été choisis parce qu'ils sont robustes.

2. *Plaquettes de circuits.* L'appareil est construit avec des plaquettes de circuits imprimés à plusieurs couches (4, 5 et 6 couches) portant des trous métallisés qui réalisent les connexions avec les couches internes. Les plaquettes portent jusqu'à 39 boîtiers de circuits intégrés connectés sur les planchettes multi-couches qui les supportent, au moyen de jonctions constituées par des fils enroulés.

3. *Construction.* Le calculateur est contenu dans des boîtes standards ATR. Les différentes parties de l'ARGUS 400 sont :

a) *L'unité centrale* formée d'environ 600 boîtiers de circuits intégrés.

b) *La mémoire unitaire à tores de 4096 mots,* de construction similaire à l'unité centrale, comprenant l'ensemble des tores, les circuits d'attaque et les amplificateurs miniatures de lecture. Ces derniers sont la seule partie importante du calculateur qui ne puisse être réalisée en circuits entièrement intégrés, dans l'état actuel de la technique.

c) *Le bloc d'entrée/sortie,* de construction similaire à celle de l'unité centrale.

Ces trois parties sont contenues dans une boîte standard 3/4 ATR. Le refroidissement est fait à partir des sources disponibles sur l'avion.

d) *Le bloc d'alimentation* contenu dans une boîte distincte 3/8 ATR, comprend un convertisseur de puissance pour alimenter le calculateur et stocker de l'énergie à partir de la source 24 V continu de l'avion. Une batterie incluse supprime les effets d'une courte panne d'alimentation.

Les différentes parties du calculateur sont reliées par une paroi flexible jouant le rôle de connecteur et permettant la séparation des planches, ce qui facilite son entretien.

Les possibilités du calculateur peuvent être augmentées par addition de blocs de mémoire (jusqu'à 12 000 mots), d'un côté de l'appareil, et de blocs d'entrée/sortie de l'autre côté, les deux étant connectés sur la paroi flexible, au dos de l'appareil.

Les connexions vers les éléments extérieurs sont faites par fiches et prises.

4. *Organisation et performances du calculateur.* L'ARGUS 400 est une machine série à mots de 24 bits et mémoire à tores, de cycles de 2 µs, donnant un temps d'addition de 15 µs et un temps moyen de multiplication de 90 µs Les 32 instructions de 24 bits sont exactement les mêmes que dans l'ARGUS 100 et l'ARGUS 300. L'expérience acquise dans la programmation des contrôles « en ligne » a donc été utilisée directement.

Le contrôle en ligne exige un système d'interruptions externes ou programmées tenant compte de l'organisation temporelle du programme, ainsi qu'un système d'accès direct à la mémoire permettant le transfert d'informations directement de la mémoire aux éléments périphériques.

5. *Entrée/Sortie.* Une importante gamme de modules entrée/sortie permet de connecter tous les types d'équipement d'entrée et de sortie aux calculateurs ARGUS. Chaque module est disponible sous forme de circuits intégrés compatible avec l'ARGUS 400. Les principaux modules sont :

a) sélecteurs d'entrées analogiques et convertisseurs analogiques/numériques permettant aux signaux analogiques de pénétrer dans le calculateur à une vitesse supérieure à 30 000 entrées par seconde avec une précision de 0,1 % ;

b) blocs d'entrées numériques pour l'entrée dans le calculateur de signaux « tout ou rien » à partir de relais d'interrupteur de limite, de codeurs angulaires, etc. ;

c) blocs d'entrées analogiques en courant continu ;

d) blocs de sorties numériques pour l'envoi de signaux « tout ou rien » vers des éléments moteurs ;

e) blocs de sorties analogiques à vitesse de réponse et précision variées. Tous ces blocs contiennent des convertisseurs numériques/analogiques mais différant par la méthode utilisée pour maintenir les signaux analogiques.

6. *Possibilités d'utilisation.* Dans l'avion, les liaisons avec le calculateur se font de deux façons :

a) *en vol :* les communications sont faites par un panneau de commande portant des commutateurs « tout ou rien » ou rotatifs. Les informations arrivent sous forme numérique dans le calculateur. L'affichage des résultats se fait sur des indicateurs décimaux ou par imprimante spéciale.

b) *en essais :* un programme est introduit et les manœuvres exécutées par l'intermédiaire d'une unité d'essais, contenant un lecteur de bande, un panneau de commande et une imprimante.

UN RELAIS MINIATURE

PLEASEY UK Ltd., Components Group, Titchfield, Hampshire (G.-B.) présente un relais microminiaturisé, pas plus gros qu'un petit pois, capable de transmettre des courants d'un demi-ampère sous 28 V continu.

Ce relais, qui ne pèse que 3,5 g et tient dans une gaine de transistor, a été fait à l'origine pour les fusées ; mais on peut l'employer aussi dans les calculateurs et dans tous les cas où l'on a besoin d'une grande sensibilité et où l'on dispose de peu de place.

Le relais fonctionne, à 20 °C, en 3,5 ms avec une puissance de 150 mW. Les contacts de commutation ont une résistance maximale de 100 mΩ et la garantie porte sur 1 million de commutations.

RELAIS A LAME VIBRANTE

ERG INDUSTRIAL CORPORATION, Luton Road Works, Dunstable Bedfordshire représentée en France par ÉLECTRONIC ÉQUIPEMENT et CONTROLS, 26, rue de la Réunion à Paris 20e, vient de sortir un nouveau relais compact à lame vibrante, type AB.1618, spécialement conçu pour répondre aux besoins du contrôle des procédés industriels, des calculatrices et de matériels analogues.

Le nouveau relais se distingue par son temps de commutation rapide — jusqu'à une milliseconde — allié à une possibilité de fonctionnement de quelques millions d'opérations.

Les contacts dorés sont hermétiquement scellés dans une atmosphère inerte et ils sont livrables soit unipolaires à deux directions, soit unipolaires à une seule direction. Le montage du commutateur à lame vibrante permet de les remplacer ; le blindage du relais minimise les effets des champs magnétiques extérieurs.

La bobine du relais est en résine d'époxyde moulée, renforcée de fibre de verre ; les conducteurs sont spécialement conçus pour montage sur circuits imprimés.

Des pattes de fixation, incorporées au blindage métallique, type AB.1652, peuvent être fournies sans supplément.

LE PLUS PETIT INTERRUPTEUR THERMIQUE

Un microthermostat à rupture brusque, qui cumule les fonctions d'une thermistance et de ses circuits relais dans un boîtier pas plus grand que la thermistance elle-même, est maintenant fabriqué en série par « METALDS & CONTROLS » division de TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED.

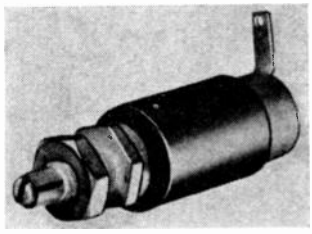
Ce nouveau thermostat répond 5 fois plus vite qu'aucun autre appareil comparable et remplace, à moindre prix, les ensembles à thermistance utilisés en commande directe sur calculateurs, systèmes à mémoire, circuits imprimés, gaines chauffantes, fours à quartz et testeurs électroniques.

KLIXON (R) 4 BT « TINY STAT », appareil à simple coupure, hermétique classe A, est d'une taille telle qu'il peut être placé dans un équipement à n'importe quelle place, son poids est de 0,2 g, il fonctionne à ouverture ou fermeture par élévation de température dans la gamme de —18 °C à +177 °C, il peut être utilisé entre —60 °C et +205 °C, son pouvoir de coupure nominal est de 1 A sous 115 V en courant alternatif et 30 V en courant continu, enfin la durée de vie à pleine charge est de 10 000 cycles.

Il peut résister à des vibrations de 5 à 2 000 c/s à 30 G.

NOUVEAUX CONDENSATEURS VARIABLES DE CORRECTION D'ALIGNEMENT ET D'ACCORD

La Société JACKSON BROTHERS (London) Ltd., de Croydon, G.-B., a introduit sur le marché trois nouveaux condensateurs de correction d'alignement et d'accord utilisant le polytétrafluoréthylène comme diélectrique. Ils comportent essentiellement un piston de laiton avec un manchon en P.T.F.E. coulissant dans un cylindre de laiton sous l'action d'une vis commandée par tourne-vis. Le « Tefotrim » Style 518 a



Condensateur de correction d'alignement « Tefotrim » Style 330, 30 pF. Longueur: 34,3 mm.

une capacité variable allant de 0,8 à 18 pF ; le Style 330, une capacité de 2 à 30 pF, et le Style 408L, une capacité de 1/4 à 8 pF. Ce dernier type, qui n'a que 25,4 mm de long et 5 mm de diamètre, est protégé contre les chocs mécaniques et les vibrations par son dispositif de blocage qui, en même temps, assure un bon contact électrique.

CAMÉRA DE TÉLÉVISION MINIATURE

Une caméra de télévision en circuit fermé, entièrement transistorisée, ne mesurant que 114 mm de longueur et ne pesant que 794 g est actuellement fabriquée en Grande-Bretagne par E.M.I. ELECTRONICS Ltd., Hayes, Middlesex. Malgré ses petites dimensions, cette caméra est extrêmement robuste et donne des images de très bonne définition. Elle peut fonctionner sur 405, 525 et 625 lignes ; il suffit d'appuyer sur un bouton pour passer d'une définition à une autre.

UN NOUVEAU TUBE-IMAGE POUR TÉLÉVISION EN COULEURS

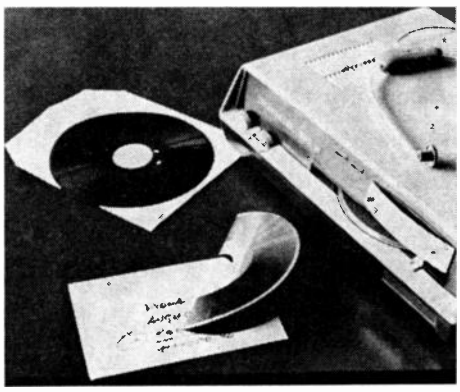
SYLVANIA expose un nouveau tube-image rectangulaire de 62,5 cm (25") pour la télévision en couleurs. Revêtu d'un élément phosphorescent à l'Europium ce tube fournit une brillance supérieure de 43 % à celle des tubes classiques et présente un angle de déflexion de 90°.

L'Europium, terre rare qui entre dans la composition du nouvel élément phosphorescent « rouge » du tube, possède des propriétés de brillance et de sensibilité chromatique bien supérieures à celles des éléments phosphorescents classiques. Il permet d'utiliser les éléments phosphorescents verts et bleus à l'état naturel sans agents amortisseurs et d'augmenter ainsi la brillance « blanche » de 43 %.

Cette brillance supplémentaire autorise l'emploi d'une gamme plus basse d'intensités lumineuses, donnant ainsi un meilleur contraste d'image.

LE DISQUE A DICTER PLIABLE

Les personnes qui emportent en voyage leur appareil à dicter, envoient les disques parlés à leur secrétaire en utilisant des enveloppes un peu plus grandes que d'ordinaire. Telefunken a mis en vente un disque à dicter pliable que l'on peut expédier dans des enveloppes de format courant. Ces disques ont la même durée d'enregistrement de 10 mn



et la qualité de reproduction n'est pas endommagée par le plis diamétral. Comme d'habitude, les textes peuvent être effacés et on peut réutiliser les disques environ 50 000 fois.

L'adaptation du disque à dicter au format normal des lettres est tout spécialement avantageux du fait de l'emploi de machines à trier, construites pour un certain format. Les formats spéciaux devront être, à l'avenir, triés à la main et leur expédition risque de s'en trouver retardée.

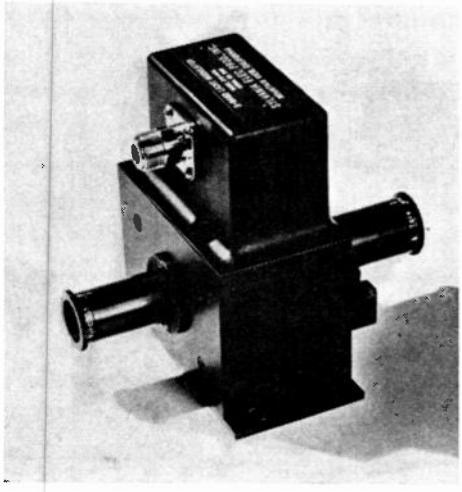
DEUX DISPOSITIFS SYLVANIA POUR LA MODULATION A TRÈS HAUTE FRÉQUENCE DE LA LUMIÈRE

La SYLVANIA INTERNATIONAL, division de la General Telephone and Electronics International S.A., vient de lancer sur le marché deux modulateurs pour faisceaux lumineux cohérents ou incohérents. Il s'agit du SYO-4470 et du SYO-4460 servant à la modulation, l'un dans la gamme de fréquences S, l'autre dans la gamme de fréquences X, qui viennent s'ajouter aux modulateurs de gammes L et C déjà disponibles.

Ces nouveaux modulateurs fonctionnent selon le principe de l'effet électro-optique linéaire dans une barre de cristal de dihydrogène phosphate de potassium. Un champ électrique appliqué parallèlement au grand axe optique fait varier l'indice de réfraction des axes de 45° de chaque côté de la perpendiculaire. Ce champ électrique prend naissance dans une cavité cylindrique à micro-ondes, dans laquelle le cristal est disposé le long de la ligne médiane.

Des polariseurs à entrée et sortie réglables ainsi qu'une plaque de retardement quart d'onde, incorporés aux modulateurs et utilisés en différentes combinaisons, permettent de moduler l'amplitude, la fréquence ou la phase des faisceaux lumineux. Le système peut être adopté, moyennant une modification, pour fonctionnement SSB.

SYLVANIA avait annoncé, il y a quelque temps, qu'elle mettait sur le marché une série de tubes à micro-ondes progressives lumineuses pour la détection de la lumière modulée. Ces divers dispositifs, utilisés de concert, permettent de réaliser un système complet de télécommunications à très haute fréquence dans lequel la transmission est assurée par laser.



Le modulateur Sylvania (gamme de fréquences S) : modulation de l'amplitude, de la fréquence ou de la phase de la lumière cohérente ou incohérente.

MACHINES D'ESSAIS DE CHOC POUR LES ENSEMBLES ÉLECTRONIQUES

ENVIRONMENTAL EQUIPMENTS Ltd., Station Yard, *Wokingham*, Berkshire, a mis au point des machines à choc par chute libre qui peuvent servir à essayer les ensembles électroniques dans des conditions identiques à celles rencontrées quand ils sont en service.

Il en existe deux modèles : un pour l'essai d'ensembles pesant 22,500 kg au maximum et un pour ceux allant jusqu'à 113 kg. Comme les deux modèles répondent aux spécifications de l'OTAN pour les essais de choc, les machines présentent un intérêt praticulier pour les affaires qui doivent se livrer à des essais de ce genre pour la mise au point de matériel militaire ; il existe également de nombreuses applications civiles.

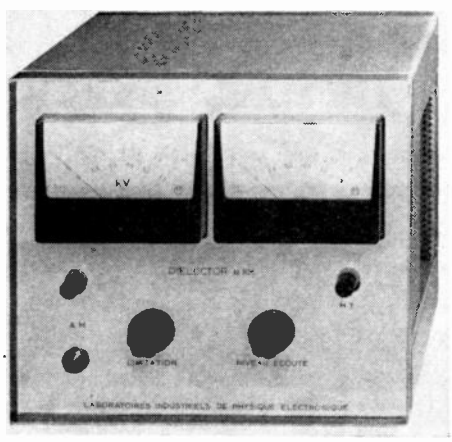
Chaque machine comporte une came, actionnée par moteur, qui soulève la table à la hauteur de chute voulue. La table est fixée à un vérin cylindrique qui bute sur une enclume de caoutchouc durci.

La machine la plus petite a deux enclumes interchangeables qui donnent des impulsions de décélération, l'une de 6 ms avec une milliseconde en plus ou en moins, 40 *g* à 10 % près, et l'autre de 11 ms à une milliseconde près, 40 *g* à 10 % près. La machine la plus grosse a une enclume de caoutchouc qui soumet les objets à des impulsions de décélération de 6 ms à 1 ms près, 40 *g* à 10 % près en plus ou en moins.

La vitesse du moteur qui actionne la came est réglée de façon à donner de deux à trois chocs par seconde.

UN NOUVEL APPAREIL DE MESURE DES TENSIONS DE CLAQUAGE ET DE CONTROLE DU SEUIL D'IONISATION

Les Laboratoires Industriels de Physique Electronique, 131, rue de Bagneux, à Montrouge, annoncent la sortie du DIELECTOR « ROD-5 ».



Cet appareil est basé sur le principe de l'asservissement électronique ultra-rapide. Il permet la mesure non destructive des tensions de claquage et le contrôle industriel des seuils d'ionisation, par voie sonore et microampèremètre.

Ne comportant pas de source de tension, il est destiné aux utilisateurs en possédant déjà, telles que : alimentations diverses, boîtes de claquage, ou même, simples transformateurs à tension variable.

La mesure est effectuée en tension continue, car c'est avec elle que les phénomènes d'ionisation apparaissent le plus tôt.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Tension : jusqu'à 10 kV continue ou alternative.
Indication de tension : par voltmètre incorporé, à 3 sensibilités : 1, 5, et 10 kV.
Courant de limitation : 5, 25 et 50 µA.
Indication d'ionisation : par microampèremètre incorporé, à 2 sensibilités : 25 et 50 µA.
Ecoute d'ionisation : par amplificateur et haut-parleur incorporés, à niveau réglable.
Protection : par disjoncteur incorporé.
Protection opérateur : cet appareil ne présente aucun danger en raison de l'asservissement ultra-rapide de la tension.
Alimentation : secteur 50 Hz - 127/230 V.
Présentation : en coffret portable 235 × 210 × 180 mm.

UN DISPOSITIF DE DOSAGE EN CONTINU PAR RAYONS X

Complètement automatique, cet appareil réalisé par la Compagnie Générale de Radiologie, filiale de la Cie Fse THOMSON-HOUSTON, comporte un passeur d'échantillons à 12 positions qui assure la mise en place successive des échantillons à l'emplacement d'analyse sous vide, élément par élément.

L'irradiation est réalisée par un tube à rayons X alimenté par une source de tension continue régulée, tant en courant qu'en tension, à 1/1 000.

La détection des photons X est assurée par un compteur à flux gazeux dont les impulsions sont reçues et analysées par un spectromètre. L'indication du compteur, en fin d'opération, est transcrite par une machine imprimante.

Un ensemble d'automatisme permet de fixer les positions d'arrêt parmi les 12 possibles. Par ailleurs, on peut : soit analyser les 12 échantillons, puis arrêter l'ensemble de l'appareillage, soit recommencer le cycle sans aucun arrêt, soit s'arrêter sur une position et faire des comptages successifs sur cette position.

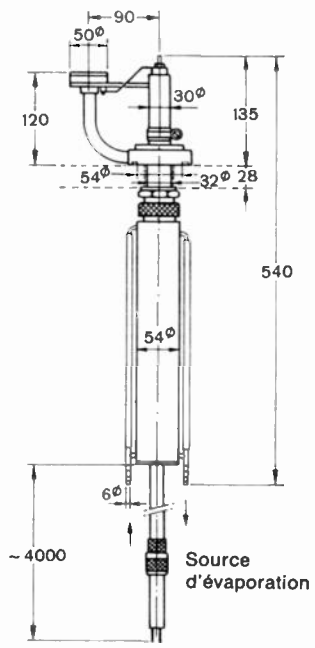
Appareil de dosage en continu.

Appareil de dosage en continu : passeur d'échantillons.

APPAREIL POUR COUCHES MINCES ÉVAPORÉES SOUS VIDE PAR BOMBARDEMENT ÉLECTRONIQUE

BALZERS AG für Hochvakuumtechnik und Dünne Schichten (Liechtenstein), met à la disposition des constructeurs un équipement d'évaporation sous vide d'une puissance de 3 kW sous 10 kV de tension d'accélération et 300 mA, avec lequel la plupart des matériaux, peuvent être évaporés, y compris ceux à haut point de fusion tels que : W, Ta, Mo, Pt, Pd, Rh, Ni, Al, Fe, Co, Ti, ThO_2, Al_2O_3, SiO_2.

Grâce au creuset en cuivre, réfrigéré à l'eau, aucune réaction n'est possible entre les substances à évaporer et le creuset. De plus, le système de focalisation ne dégaze pas, car il est également refroidi à l'eau. L'ensemble d'évaporation par faisceau électronique EVR 3 BALZERS est composé d'une source à cathode annulaire, d'un transformateur haute tension variable, d'un appareil de commande et d'un contrôleur de débit d'eau. Le dispositif peut être monté sur n'importe quelle installation d'évaporation sous vide, sur une traversée de la platine. La cathode annulaire ne nécessite qu'un orifice de diamètre 32,5 mm, sans passage annexe pour l'eau de refroidissement. Les dimensions de la partie du dispositif située à l'intérieur de la cloche à vide sont seulement de 70 × 150 × 135 mm.



MICROPHONE STATIQUE TRANSISTORISÉ POUR L'ENREGISTREMENT D'INFRASONS

La Sté SIMPLEX-ÉLECTRONIQUE a été amenée à étudier une variante de son microphone fabriqué depuis quelques années.

A la suite des demandes de différents services d'études. La bande passante en a été considérablement élargie vers les fréquences « Infrason ».

Le microphone MKH 104/10 permet l'enregistrement des fréquences de 0,1 Hz jusqu'à 20 000 Hz. La courbe de réponse est pratiquement plate dans ces limites.

Ce microphone est fabriqué en deux versions :

— le premier modèle est prévu pour une pression maximale d'environ 300 µbar, la sensibilité correspondante étant d'environ 5 mV/µbar,

— la deuxième version du MKH 104/10 qui est prévue pour des pressions allant jusqu'à 3 000 µbar, la sensibilité étant, dans ce cas, ramenée à 0,5 mV/µbar, sert à l'enregistrement de très forts bruits, celui de réacteurs d'avions supersoniques par exemple, ou l'enregistrement du « bang ».

COMMUNIQUÉS

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

ACTION DES RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES SUR LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Session de Perfectionnement — 22 au 25 novembre 1965 à Villeurbanne

Organisée par le Groupe de Lyon de la Société Française des Électroniciens et Radioélectriciens, et le Centre de Perfectionnement en Physique Nucléaire de Lyon, avec la collaboration de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon et du Service d'Électronique du Centre d'Études Nucléaires de Grenoble, cette session de perfectionnement est placée sous la présidence de M. le Professeur P. GRIVET, Directeur de l'Institut d'Électronique de la Faculté des Sciences de Paris, Président de la Société Française des Électroniciens et Radioélectriciens. Elle se tiendra du lundi 22 ou jeudi 25 novembre 1965 à l'Institut de Physique Nucléaire, 43, bd de l'Hippodrome.

L'utilisation de plus en plus grande des composants électroniques dans des milieux contenant des rayonnements nucléaires importants (ensemble électronique situé au voisinage immédiat d'accélérateurs de particules ou de réacteurs nucléaires, électronique contenue dans des satellites classiques, électronique dans des satellites mus par l'énergie d'un réacteur nucléaire embarqué, etc.) a rendu nécessaire l'étude systématique de l'action des rayonnements sur ces composants.

Le but de cette session de perfectionnement est de donner à ceux qui ont à aborder ces problèmes à des titres divers, les notions de base qui leur permettront d'avoir une vue d'ensemble sur ces questions et d'être mieux à même de poursuivre l'étude qui leur est propre ou d'étudier les articles scientifiques spécialisés qui paraissent sur ce sujet.

PROGRAMME

Lundi 22 novembre :

a) Interactions des particules avec la matière.
b) Dosimétrie.
c) Radiations dans l'espace.
d) Radiations autour d'accélérateurs et de réacteurs.

Mardi 23 novembre :

a) Théorie sommaire des irradiations.
b) Étude des conditions de réactions de défauts.
c) Modèles de défauts dans le germanium.
d) Effets d'irradiations sur la structure des semiconducteurs.

Mercredi 24 novembre :

a) Effets des radiations sur les transistors.
b) Effets des radiations sur les circuits intégrés.
c) Effets des radiations sur divers composants électroniques.
d) Communications courtes sur divers travaux récents.

Jeudi 25 novembre :

a) Les diverses sources de rayonnements utilisables.
b) Méthodes et dispositifs expérimentaux utilisables pour ces études.
c) Démonstrations.
d) Séance de clôture et conclusion.

Les demandes d'inscription sont à adresser à Mme TERRASSON, Centre de Perfectionnement en Physique Nucléaire de Lyon, 43, bd de l'Hippodrome, Villeurbanne (Rhône).

CONGRÈS INTERNATIONAL SUR LA « RADIOPROTECTION DANS L'UTILISATION INDUSTRIELLE DES RADIOÉLÉMENTS »

Paris - 13-15 décembre 1965

Nous sommes informés qu'un Congrès international sur la « Radioprotection dans l'utilisation industrielle des radioéléments » se tiendra au Centre de Conférences Internationales, 19, avenue Kléber, Paris 16e, du 13 au 15 décembre inclus. Une exposition de matériel de prévention, de contrôle et de transport aura lieu simultanément dans le même local.

Les dates d'inscriptions et d'envoi des résumés des mémoires ont été fixés au 31 octobre 1965.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à MM. GRAS ou LE TOHIC, téléphone ALE 31.27 poste 32.58 ou 34.72.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

LE RÉSEAU HERTZIEN BRETON

Le réseau hertzien breton, inauguré le 1er juillet à Rennes, apporte à la région bretonne des moyens de télécommunications considérables et offre une artère élargie au trafic téléphonique par satellites, via Pleumeur-Bodou.

Pour la circonstance, la CSF avait installé entre Rennes et Brest un duplex télévision temporaire, empruntant le faisceau et réalisé avec les caméras vidicon à viseur électronique.

A l'instar des grandes artères françaises, le faisceau hertzien a été réalisé par CSF. Il prolonge vers l'ouest l'artère Paris-Rouen, Le Havre-Caen, Rennes-Nantes.

Sa constitution est la suivante :

— Un *tronc principal* relie Rennes (Tour de Cesson-Sévigné) à Roc-Trédudon, en passant par trois relais télécommandés et télésurveillés, situés à Longautnay, Trédaniel, Kérien. Ce tronc offre une double capacité de 960 voies, c'est-à-dire un *canal normal* et un *canal de secours* commutable automatiquement en cas de panne du premier sans altération de la transmission. L'équipement de commutation automatique a été réalisé par la SAT (Sté Anonyme de Télécommunications). La technique nouvelle des faisceaux hertziens prévoit, on le sait, un tel canal de secours qui peut être associé à plusieurs canaux normaux en parallèle suivant la formule $N+1$. On peut affecter l'un des canaux à la télévision (image et son).

L'infrastructure de base est prévue pour une extension à six canaux, ce qui illustre la souplesse et l'économie de la formule faisceaux hertziens.

— Du centre de Roc-Trédudon, partent trois ramifications aboutissant respectivement à Brest, Lannion et Ty Sanquer, près de Quimper. Chacune offre une capacité de 600 voies.

— Enfin, une quatrième ramification est prévue vers St-Pol-de-Léon au cours du premier semestre 1966 : sa capacité sera de 120 voies.

Les caractéristiques techniques de cet ensemble de matériel sont résumées ci-dessous :

— *Artères Rennes-Roc-Trédudon et Roc-Trédudon-Quimper* équipées en matériel CSF FH 687 fonctionnant dans la gamme SHF : 3800 à 4 200 MHz

puissance émission : 6W,
aériens directifs : gain 40 dB,
tubes hyperfréquence : klystron CSF KR 74,
tube à propagation d'ondes (amplificateur d'émission) CSF TPO 430,
facteur de bruit du récepteur : 13 dB,
bande de modulation : en téléphonie 60 kHz à 4 MHz, en télévision 50 Hz à 10 MHz.

Le « multiplexage » des voies téléphoniques transmises simultanément s'opère par transposition de fréquence, c'est-à-dire que chaque voie est portée par une fréquence décalée par rapport à la voie précédente.

Le signal téléphonique géant représentant cette accumulation de voies téléphoniques module ensuite l'onde porteuse du faisceau, par modulation de fréquence, qui assure la haute fidélité.

Un faisceau auxiliaire, type VS 640, fonctionne sur la même infrastructure que le FH 687. Il transmet une liaison téléphonique de service entre toutes les stations du réseau.

Les télésignalisations et les télécommandes permettent d'exploiter le réseau à partir des stations surveillantes.

— *Artères Roc-Trédudon et Lannion*

Entre Roc-Trédudon et Lannion (station spatiale de Pleumeur-Bodou) trois canaux hertziens relient le réseau des P et T français au réseau de télécommunications par satellites.

Chaque canal est équipé du matériel CSF TF 122 fonctionnant en modulation de fréquence dans la gamme 7125-7 425 MHz, gamme choisie pour éviter les interférences avec les transmissions par satellites. Il est capable de transmettre soit 300 voies téléphoniques soit une voie télévision (image et son).

Ainsi les liaisons transcontinentales par satellites peuvent être acheminées vers le Centre nodal hertzien P et T de Paris-Meudon et, de là, distribuées vers l'Allemagne et les autres pays voisins.

Cette extension nouvelle du réseau hertzien français à grande capacité prélude à de futures liaisons à nombre de voies très élevé. L'Administration des P et T étudie actuellement avec ses constructeurs des matériels de hautes performances, tels que les équipements à 1 800 voies. CSF, qui est associée à ces efforts depuis 1946 développe actuellement ce matériel. Sous la forme partiellement transistorisée, il améliorera, non seulement les performances, mais aussi la « fiabilité », c'est-à-dire l'intervalle de temps entre incidents. Il réduira aussi notablement les besoins en énergie d'alimentation et les périodicités d'entretien.

On peut noter que de nombreux pays font appel aux faisceaux hertziens. Les États-Unis, par exemple, ont déjà équipé de ces matériels 25 % de leurs artères, l'Allemagne Fédérale 30 %, le Japon la moitié.

La CSF compte à son actif des réalisations de ce genre en Grèce, Turquie, Belgique, Suède, Iran, URSS, Roumanie, Brésil, Argentine, Afrique, etc.

INSTALLATION D'UN RÉSEAU DE TRANSMISSIONS PAR MICRO-ONDES AUX PAYS-BAS

La GENERAL TELEPHONE and ELECTRONICS INTERNATIONAL INC. annonce qu'elle a reçu commande de l'installation d'un réseau de communications par micro-ondes qui desservira les quatre principales villes des Pays-Bas.

Ce réseau pourra acheminer 960 conversations téléphoniques simultanément. Il émettra dans quatre directions à partir de Lopik, reliant Amsterdam, Rotterdam, La Haye et Utrecht.

Deux liaisons radio seront fournies sur chacun des quatre segments du réseau, dont l'une acheminera les conversations téléphoniques, l'autre demeurant en secours.

Le matériel consistera en un ensemble de liaison-radio FV 25 opérant dans les bandes de 7 425 à 7 725 mégacycles. La livraison commencera dans les premiers mois de 1966.

C'est la Società Generale di Telefonia ed Elettronica S.p.A., filiale italienne de la GT & E International qui assurera l'exécution de la commande de l'Administration Nationale Néerlandaise des PTT.

RÉSEAU DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PRIVÉES PERFECTIONNÉ

L'installation de téléphone de la Société Ford, échelonnée sur sept ans, est actuellement presque achevée par la RELIANCE TELEPHONE Co. Ltd., Turnell's Mill Lane, *Wellingborough*, Northamptonshire, à laquelle elle avait été confiée. Elle donnera le réseau de télécommunications privé le plus important et le plus perfectionné d'Europe. Ce réseau pourrait même dépasser en importance celui de la Ford of America et devenir, dans trois ans, le plus vaste du monde.

Le système, entièrement automatique, permet aux membres du personnel des usines et des bureaux de Ford au Royaume-Uni de téléphoner directement de l'un à l'autre sans avoir besoin de passer par un central. On peut même utiliser le réseau privé, en cas de besoin, pour téléphoner par l'intermédiaire du réseau national dans tout le Royaume-Uni et à l'étranger.

Le point focal du nouveau réseau est un central de commutation tandem tenu par un seul employé. Il transmet automatiquement des milliers d'appels chaque jour.

Ford envisage aussi d'utiliser le réseau pour la transmission de données. Les chiffres de production et de vente et bien d'autres renseignements peuvent être envoyés à un poste central, où ils seront à la disposition de la direction générale. On pourra aussi transmettre les données en sens inverse, les informations centralisées étant envoyées à toutes les usines Ford.

ANTENNES DE TÉLÉMESURE SNECMA-ELECMA

La première des six antennes TÉLÉMAQUE II destinées à l'équipement du réseau de télémesure et télécommande de satellites du CNES est installée à Brétigny depuis plusieurs semaines. Ces antennes sont réalisées par ELECMA, division électronique de la SNECMA sous contrat de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil (CSF), maître d'œuvre des stations IRIS.

ELECMA vient, par ailleurs, de se voir notifier par le Service des Equipements de Champs de Tir (SECT), un marché pour le développement et la réalisation de quatre antennes de réception de télémesures d'engins destinées principalement à l'équipement du Centre d'Essais des Landes et du champ de tir de l'île du Levant. Ces antennes fonctionneront dans la bande 216-260 MHz avec un gain de 18 dB et seront dotées d'un système de pointage automatique du type « monopulse de phase ». Elles assureront, en plus de la réception des signaux de télémesure, l'aide à l'acquisition des moyens de trajectographie locaux. La première de ces quatre antennes sera installée sur un bâtiment T.47 de la Marine Nationale, en collaboration avec la direction des Constructions et Armes Navales.

ELECMA réalise déjà, pour l'équipement du centre d'essais des Landes, l'antenne de télémesure à très grand gain « Cyclope II ».

UN CHAMP MAGNÉTIQUE DE 132 000 GAUSS

Un groupe de savants et d'ingénieurs du laboratoire de recherche de la GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA) ont construit un électro-aimant supraconducteur qui leur a permis de créer un champ magnétique record de 132 000 gauss.

La bobine de cet électro-aimant, dont le diamètre n'a que 10 cm sur une longueur de 15 cm, doit pouvoir résister facilement aux tensions mécaniques et de rupture qui se produisent lorsqu'elle se dilate ou se contracte sous l'effet des pressions magnétiques. Le fil en niobium-étain utilisé pour le bobinage est d'une qualité exceptionnelle, sa longueur est d'un peu plus de 1 000 m. En fonctionnement, la bobine, qui comporte quatre sections concentriques, est immergée dans un vase Dewar en acier inoxydable, contenant de l'hélium liquide, qui la rend supraconductrice.

Le champ magnétique de 132 000 gauss obtenu, constitue un record et représente plus du triple du champ qu'on peut obtenir avec les aimants permanents, il a été réalisé au moyen d'une source alimentée par six batteries d'automobile normales. Le courant traversant la bobine était de 212 ampères tandis que la densité du courant dépassait 50 000 ampères au cm^2.

VIE DES SOCIÉTÉS

XX^e ANNIVERSAIRE DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES INGÉNIEURS ET TECHNICIENS DU VIDE

Créée en 1945, la S.F.I.T.V. a été la première association mondiale de spécialistes de la Technique du Vide, son organe « Le Vide » a été de même le premier journal périodique du monde à traiter exclusivement de cette discipline. Il est tiré actuellement à 4 000 exemplaires et diffusé dans 38 Pays.

Très rapidement, la S.F.I.T.V. sut s'imposer en organisant, soit seule, soit en commun avec d'autres sociétés savantes, maints colloques et congrès, tant français qu'internationaux et en chargeant sa Commission Technique d'étudier les problèmes posés par le langage technique, la documentation, la métrologie, les projets de normalisation, etc.

La S.F.I.T.V. bénéficie d'une audience mondiale et a contribué notamment à la création de l'Union Internationale pour la Science, la Technique et les Applications du Vide.

Pour marquer le 20^e Anniversaire de la Société avec une solennité particulière, une cérémonie a eu lieu le 21 juin dans le cadre de la nouvelle Faculté des Sciences de Paris.

Cette célébration, placée sous la Présidence effective de M. Yvon BOURGES, Secrétaire d'Etat auprès du Premier Ministre, chargé de la Recherche Scientifique et des Questions Atomiques et Spatiales, a concrétisé l'intérêt porté par l'Etat aux diverses techniques du Vide.

M. Maurice PONTE, Membre de l'Institut, Président d'honneur de la S.F.I.T.V., Président Directeur Général de la Compagnie Générale de T.S.F., M. Marcel MATRICON, Ancien Vice-Président de la S.F.I.T.V., Directeur Scientifique à la Compagnie Française Thomson-Houston et à la Société Générale du Vide, M. Jean DEBIESSE, Ancien Président de la S.F.I.T.V., Vice-Président de l'Union Internationale pour la Science, la Technique et les Applications du Vide, Directeur du C.E.N. de Saclay, M. Pierre AIGRAIN, Membre du Comité d'honneur de la S.F.I.T.V., Directeur des Enseignements Supérieurs, Professeur à la Faculté des Sciences, ont apporté leur concours à cette cérémonie.

CINQUANTENAIRE DE LA GENERAL RADIO CORPORATION

Périodiquement un séminaire réunit les ingénieurs de la GENERAL RADIO et les représentants de cette firme dans le monde.

Cette année, le séminaire a revêtu une importance toute particulière, il coïncidait en effet avec la célébration du cinquantième anniversaire de la création de la Compagnie et, pour cette raison, il s'est tenu aux U.S.A. alors que les précédents avaient eu lieu dans divers pays d'Europe. Radiophon, représentant exclusif de General Radio pour la France, y avait délégué quatre de ses ingénieurs.

Un « musée » était organisé dans l'usine de West Concord. Il a permis aux participants de voir l'impressionnante collection d'appareils électriques et électroniques fabriqués par General Radio depuis sa création. Parmi ceux-ci : l'ondemètre (1916), le premier pont de capacité (1920), le premier standard de fréquence à quartz, le premier oscillateur RC (1938), le premier stroboscope électronique commercialisé, l'autotransformateur Variac à rapport continuement ajustable

Les ingénieurs de la General Radio sortent en 1965, le premier pont automatique de capacité à affichage numérique permettant aux fabricants de composants de mesurer leurs produits au rythme minimal de deux échantillons par seconde. Bientôt le même châssis électronique, associé à d'autres ponts, permettra de mesurer des selfs et des résistances ou de comparer des impédances.

Des synthétiseurs de fréquences sont fabriqués en série. Ils délivrent toutes les fréquences jusqu'à 12 MHz, avec la précision d'un quartz, chaque fréquence étant choisie par simple affichage numérique.

Un nouveau stroboscope, pouvant fonctionner sur batterie, fournit jusqu'à 150 000 éclairs de grande intensité lumineuse, par minute.

Dans le domaine des lignes coaxiales de précision, la gamme GR 900 s'enrichit continuellement.

Un nouveau sonomètre, un nouveau microphone, de nouveaux capteurs de vibration ont vu le jour.

Un générateur d'impulsions modulaire permet d'obtenir les formes de signaux les plus variées.

Toute une gamme de nouveaux générateurs sort de l'usine.

Un enregistreur à échantillonnage est spécialement recommandé pour l'inscription des signaux transitoires sur papier.

Pendant les huit jours qu'a duré le séminaire, des causeries et des travaux pratiques ont permis aux représentants de General Radio à l'étranger de se familiariser avec ces nouveaux appareils.

L'INSTITUT DE RECHERCHES DE TELEFUNKEN A DIX ANS

L'Institut de Recherches de TELEFUNKEN, à Ulm, a maintenant dix ans. Avec plus de 200 chercheurs et techniciens, il contribue au développement de tous les secteurs allant de la technique de l'information jusqu'à la construction de nouveaux appareils. L'actuel programme de recherches comprend des travaux, entre autres, sur la reconnaissance des caractères et du langage, sur l'enregistrement et le traitement de l'information, de même que sur les procédés de diffusion dans les semiconducteurs et les dispositifs de mémoire à couches minces.

EUROPELEC

Créée en 1957, la Société EUROPELEC a ses bureaux, laboratoires, magasins et ateliers dans des bâtiments modernes, sur un terrain de 10 000 m² lui appartenant, aux Clayes-sous-Bois, près de Versailles.

Son personnel technico-commercial et administratif, atteignait, à la fin de 1964, 50 personnes.

EUROPELEC est distributeur exclusif en Europe de composants électroniques de grande fiabilité, fabriqués en France sous licence, ou importés (notamment des Etats-Unis).

EUROPÉLEC dispose à New York d'un bureau technique et commercial assurant la liaison avec les Sociétés américaines commettantes et les livraisons directes à ses différents agents européens.

Elle possède, en effet, un réseau de représentation et de diffusion de ses matériels en Europe, approvisionné directement par le bureau de New York.

EUROPÉLEC a créé en Grande-Bretagne une filiale, la Société LECTROPON Ltd (Slough). Elle est également représentée en Allemagne Fédérale par la Société SOURIAU ELECTRIC GmbH (Düsseldorf), en Italie par la Société SOURIAU ITALIANA Spa (Milan), en Belgique et Luxembourg par la Société SEBS (Bruxelles), aux Pays-Bas par la Société SEBS NEDERLAND (Rotterdam). Ces Sociétés associées disposent d'une organisation très complète.

EUROPÉLEC possède enfin des agents en Suisse, Suède, Norvège, Danemark, Espagne, Portugal et Autriche, ainsi qu'en Israël.

Licences exclusives :

— IERC, Burbank (California) : Blindages radiateurs pour tubes électroniques ; Dissipateurs de chaleur pour transistors.

— ARROW HART, Hartford 6 (Connecticut) : Interrupteurs subminiatures : à levier, à bouton poussoir.

— GARLOCK (S.A.), Palmyra (N.Y.) ; Composants électroniques au téflon ; traversées, colonnettes, supports pour transistors, etc.

Représentations exclusives :

— SPRAGUE ELECTRIC Company, North Adams (Mass.) : Condensateurs tantale, électrolytique, au papier, diélectrique plastique, céramique. Résistances à couches et bobinées. Transistors de commutation. Appareils de mesure, etc.

— SPRAGUE-ELECTROMAG, Renaix (Belgique) : Tores métalliques à hystérésis rectangulaire. Transformateurs d'impulsions. Inductances fixes et variables. Registres magnétiques à glissement. Compteurs et diviseurs magnétiques. Circuits films, etc.

— SPRAGUE CREAS, Milan (Italie) : Condensateurs tantale et aluminium.

— C.P. CLARE INTERNATIONAL, Tongres (Belgique) : Relais à contacts mouillés au mercure. Relais coaxiaux. Relais Clareed à contacts secs sous ampoule scellée.

— CLARE ELLIOTT, Londres (Angleterre) : Relais subminiatures étanches, types F et LF. Relais pas-à-pas. Relais classiques à contacts secs.

— SAGE ELECTRONICS Company, Rochester 10 New York : Résistances bobinées de précision.

— TIME AND FREQUENCY, Batavia (Illinois) : Diapasons étalons de fréquence.

— DIODES Incorporated, Chatsworth (California) : Sleeve diodes, diodes Zener. Diodes très haute tension. Ponts de redressement. Stabistors, etc.

— I.E.R.C., Division Elin, Burbank (Californie) : Alimentations stabilisées. Oscillateurs à affichage numérique. Amplificateurs de puissance. Générateurs BF.

— I.E.R.C., Télémétrie, Burbank (Californie) : Equipements de télémétrie : émetteurs FM. Oscillateurs à tension contrôlée.

— GLOBE, Dayton (Ohio) : Moteurs subminiatures. Ventilateurs. Génératrices. Dispositifs spéciaux.

— JAMES, Chicago (Illinois) : Choppers.

— JENNINGS, San José (Californie) : Condensateurs fixes et variables. Relais haute tension.

— MARKITE, New York : Potentiomètres de précision à piste plastique. Potentiomètres spéciaux.

— O.A.K., Crystal Lake (Illinois) : Commutateurs rotatifs, indicateurs lumineux. Choppers.

— PARMEKO, Leicester (G.-B.) : Transformateurs spéciaux et subminiatures. Selfs de choc. Inductances saturables.

— SIGHTMASTER, Providence 9, R.I. : Fusibles.

— SUPERIOR ELECTRIC, La Haye : Transformateurs variables et régulateurs de tension. Moteurs pas-à-pas.

— SWITCHCRAFT, Chicago (Illinois) : Boutons poussoirs. Inverseurs lumineux.

— N.S.L., Montréal : Cellules photoélectriques.

Les services techniques et les laboratoires d'EUROPÉLEC travaillent en collaboration avec les services équivalents de ses clients. Ils contrôlent les fabrications sous licence, la qualité des matériels reçus et assurent l'étude des problèmes particuliers posés par la clientèle européenne.

ESPACE : CRÉATION D'UNE NOUVELLE SOCIÉTÉ FRANCO-ALLEMANDE

La « Société HERAEUS-SOGEV pour la simulation spatiale », Société en nom collectif, vient d'être créée avec siège social à Paris, 186, rue du Faubourg-Saint-Honoré. Son but est de répondre aux besoins en équipements d'essais des organismes internationaux concernés par la Recherche Spatiale, notamment le Centre Européen de Recherche Spatiale (CERS/ESRO).

Les sociétés fondatrices, la Société Générale du Vide, filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON et la Société allemande HERAEUS GmbH, dont le siège est à Hanau, près de Francfort, ont toutes deux acquis dans la technique du vide une réputation bien établie.

Ces deux sociétés ont déjà obtenu, en consortium avec la Société anglaise A.E.I., deux contrats de l'ESRO, dont l'un notamment concerne l'étude et la réalisation du plus grand simulateur spatial actuellement commandé par cet organisme.

ACCORD-FUSION A.C.R.M. ET C.d.C.

Nous sommes informés de la fusion à dater du 1er juillet 1966 des Ateliers de Constructions de Relais de Montrouge avec la Compagnie des Compteurs.

ACRM qui a 40 ans d'existence devient donc un département de la C.d.C., leurs fabrications seront suivies, ils seront assurés de l'important appui tant technique que commercial du groupe dans lequel ils sont entrés.

AEG ET GECo FONDENT UNE SOCIÉTÉ ATOMIQUE COMMUNE

L'AEG et la GECo ont annoncé la création d'une société commune qui aura pour tâche de fabriquer à l'intérieur des pays de l'EURATOM des pièces et des éléments combustibles pour réacteurs de puissance. Ainsi se poursuit entre l'AEG et la GECo une collaboration qui avait commencé avec la construction des deux centrales nucléaires allemandes de Kahl qui est en service depuis 1961 et de Gundremmingen qui sera mise en exploitation à la fin de 1966.

La nouvelle société, dont la raison sociale sera « KRT-Kernreaktorteile GmbH », va fabriquer des pièces pour réacteurs AEG et pour quelques réacteurs de la GECo à l'étranger. Le centre de production de la société commune est situé près de Grosswelzheim, à 25 km environ à l'est de Francfort-sur-Main, dans le voisinage de l'installation d'essai d'énergie nucléaire de l'AEG. La production commencera à la fin de 1966.

ÉCHANGE DE LICENCES S.F.I.M. ET DYNISCO

MESURE ET CONTROLE ELECTRONIQUES et la S.F.I.M. annoncent que la gamme des capteurs de pression fabriqués par cette dernière va être complétée par des capteurs à jauges de contrainte à la suite d'un accord de licence intervenu entre la SFIM et Dynisco.

Ces capteurs sont utilisés aussi bien dans les domaines aérospatiaux (mise au point de moteurs, fusées au banc et en vol) qu'industriels (pétrochimie, automobile). Ils se signalent par leurs performances élevées, une grande fiabilité et la possibilité qu'ils ont à pouvoir être montés dans des milieux corrosifs.

Ils couvrent, en plusieurs modèles, un vaste domaine de mesure : de 0 à 3 500 bars pour les pressions relatives et absolues et de 0 à 700 bars pour les pressions différentielles.

Parmi ces modèles, le PT 119 H couvre l'échelle de 0 - 35 à 0 - 700 bars et permet des mesures extrêmement précises : erreur de linéarité plus hystérésis 0,15 %, fidélité 0,05 % ; le PT 85, plus spécialement utilisé pour les faibles pressions : 0 - 70 à 0 - 1 400 mb ; le PT 49 C qui permet des mesures de pressions à des températures de 2 000 °C sur le diaphragme.

MISE EN SERVICE D'UNE NOUVELLE USINE IBM A MONTPELLIER

La nouvelle usine d'IBM France, construite à Montpellier dans le quartier de la Pompignanne, est entrée en service le 28 juin 1965. Le montage des premiers ordinateurs 360 a aussitôt commencé à l'aide de pièces détachées et de sous-ensembles fabriqués à l'usine de Corbeil-Essonnes. L'usine couvre actuellement 10 000 mètres carrés et a démarré avec 125 personnes, effectif qui sera progressivement amené à 500 personnes avant la fin de l'année.

A l'occasion de la mise en service de ce premier bâtiment, M. R. Pailloux, Directeur Général Adjoint, a annoncé qu'une deuxième tranche de travaux sera commencée dès le 1er septembre afin de doubler la superficie actuelle ; les effectifs atteindront alors 1 000 personnes. Le carnet de commande d'IBM France, dont la majeure partie est destinée à l'exportation, exigera dès 1966 une cadence annuelle de production de plusieurs centaines d'ordinateurs de grande capacité.

BIBLIOGRAPHIE

Dynamique statistique des circuits de régulation, par J. BENÈS, *Ingénieur-électricien, Docteur ès Sciences techniques.*

La dynamique statistique est une branche relativement nouvelle de la théorie de la régulation automatique, et ses applications s'étendent rapidement. Ses grandes possibilités sont dues au fait qu'elle permet d'exploiter directement les informations obtenues expérimentalement sur les circuits de régulation lors de leur fonctionnement réel.

La dynamique statistique des circuits de régulation, dont traite ce livre, étudie les processus aléatoires résultant des actions perturbatrices et permet de concevoir des systèmes automatiques sur lesquels les grandeurs aléatoires extérieures ont une influence aussi faible que possible ; ils sont donc doués d'une grande précision dynamique.

L'ouvrage contient un exposé des concepts de base de la théorie des processus aléatoires et traite des méthodes de la dynamique statistique en vue de la régulation automatique, en insistant particulièrement sur les fonctions de corrélation et sur les densités spectrales de puissance. On y trouve également la description des appareils nécessaires, ainsi que des calculatrices, et des exercices d'application.

La dynamique statistique des circuits de régulation ouvre de grandes possibilités pour la conception de dispositifs qui s'adaptent automatiquement à des conditions variables et recherchent automatiquement un régime optimal. Le fonctionnement d'appareils de ce genre est comparable à certaines fonctions des organismes vivants. Les données contenues ici peuvent donc être utiles pour les cybernéticiens, qui ont précisément à envisager leurs problèmes d'un point de vue probabiliste.

Intermédiaire entre les ouvrages très théoriques et les ouvrages pratiques, ce livre est destiné aux ingénieurs, aux chercheurs, aux élèves des grandes Ecoles, et à tous ceux qui s'occupent de la théorie générale de la commande et des communications.

Dunod, éditeur, 1965. Un vol. relié toile sous jaquette, 372 pages 16 × 25. Prix : 76 F.

Optimalisation statistique des systèmes dynamiques, par P. LEFÈVRE, *Docteur ès Sciences,* préface de P. NASLIN, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en chef de l'Armement.*

Le but des méthodes d'optimalisation statistique est de minimiser l'erreur quadratique moyenne tout en maintenant, aussi faible qu'on le désire, la probabilité de saturation du système. Elles procurent l'expression formelle du compensateur analogique ou arithmétique optimal et permettent de chiffrer les performances statistiques auxquelles il conduit.

Ces méthodes constituent donc un instrument puissant pour accomplir la synthèse des asservissements, surtout lorsque ceux-ci opèrent en présence de bruit. Aussi trouvent-elles des applications chaque jour plus nombreuses dans les divers domaines intéressés par la commande automatique ; notamment dans la conception des systèmes de guidage pour missiles et des pilotes automatiques d'avion, dans l'élaboration des calculateurs arithmétiques en temps réels destinés à la conduite des systèmes dynamiques, où elles fournissent alors toute l'information requise au meilleur choix de la période de prélèvement.

L'ouvrage présenté traite des différentes méthodes d'optimalisation statistique applicables aux systèmes analogiques, aux systèmes échantillonnés à périodes simples ou multiples et présente une synthèse des travaux personnels de l'auteur, effectués dans ce domaine au cours des cinq dernières années.

L'exposé est consacré successivement au rappel des principaux concepts statistiques utilisés ; à l'examen du fondement mathématique de chaque méthode ; à l'analyse de la sensibilité de l'optimalisation statistique ; à la présentation de tables de transformés en s, en z et en w ; à la généralisation des tables d'intégrales quadratiques en s et en z ; à l'étude détaillée et à l'interprétation physique de nombreux exemples d'application. Pour chaque exemple, le développement des calculs nécessaires à la détermination du compensateur optimal est indiqué et les performances statistiques réalisées avec celui-ci sont chiffrées.

Enfin, un dernier chapitre montre la possibilité d'appliquer les opérations mathématiques précédentes à l'optimalisation déterministe des systèmes dynamiques.

Ce livre contient ainsi l'ensemble des éléments permettant au lecteur d'optimaliser lui-même un système dynamique donné, en bénéficiant des méthodes les plus récentes et de plusieurs procédés de calculs originaux. A ce titre, il s'adresse aux étudiants, ingénieurs, chercheurs et professeurs qui déploient leurs activités scientifiques dans l'une des multiples branches intéressées par la commande automatique.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 228 pages 16 × 25, avec 90 figures. Prix : 48 F.

Circuits logiques et automatismes à séquences, par P. NASLIN, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en Chef de l'Armement.*

Les circuits logiques et les automatismes à séquences jouent un rôle de premier plan dans les applications de l'automatique à la production industrielle et au traitement de l'information. Etant négligés dans de nombreux enseignements d'automatique industrielle, les méthodes permettant leur analyse et leur synthèse sont souvent mal connues des ingénieurs.

La deuxième édition de l'ouvrage de M. P. Naslin, se caractérise par un choix des matières effectué en fonction du degré de maturité des diverses théories du point de vue des applications pratiques, afin de fournir aux ingénieurs aux prises avec les problèmes de logique combinatoire ou séquentielle, des méthodes pratiques suffisamment générales pour s'adapter à une grande variété de cas particuliers. Les développements théoriques n'y ont été inclus que dans la mesure où ils donnent naissance à des algorithmes directement applicables aux problèmes techniques. Les exemples traités, tout en restant relativement simples, ont parfois été choisis suffisamment compliqués pour montrer que l'emploi des méthodes proposées n'est pas limité à des problèmes élémentaires.

Ce livre est à pratiquer par ceux — professeurs, ingénieurs et étudiants — qui s'intéressent aux applications techniques de la logique. Ils y trouveront, à côté de méthodes d'usage pratique, les bases théoriques nécessaires pour aborder les plus récentes publications de ce domaine. Certaines questions, telles que la recherche des états équivalents et le codage des états secondaires des circuits séquentiels synchrones et asynchrones, y sont exposés pour la première fois en langue française.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 494 pages 16 × 25, avec 540 figures, 2e édition. Prix : 96 F.

Algèbre de Boole, par J. KUNTZMANN, *Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.*

L'apparition de nouvelles technologies dans le domaine de la construction des machines à calculer et des systèmes séquentiels, l'automatisation des procédés de conception et de construction de ces matériels nécessitent un approfondissement des connaissances mathématiques dans le domaine de l'algèbre de Boole.

Orienté vers le problème de la synthèse des fonctions booléennes au moyen d'opérateurs logiques donnés, cet ouvrage réalise, dans ce domaine, à la fois une mise en ordre des concepts (en particulier en les rattachant aux notions courantes des mathématiques) et une mise en ordre de méthodes connues, mais dont l'exposé doit être recherché dans des revues spécialisées Un certain nombre d'idées nouvelles, par exemple les formes lexicographiques, de nouveaux traitements des sommes de produits, des méthodes

générales de synthèse par des opérateurs donnés sont également à signaler.

Exigeant des connaissances mathématiques du niveau ingénieur, mais surtout une tournure d'esprit mathématique, cet exposé intéressera les ingénieurs de conception et de recherche dans les domaines utilisant l'algèbre de Boole : les ingénieurs praticiens désireux de se cultiver dans ces matières ; les chercheurs universitaires et autres de ces domaines ; les mathématiciens appliqués et logiciens ; les professeurs des écoles d'ingénieurs où ces matières sont enseignées.

Dunod, éditeur. 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 342 pages 16 × 25, avec 448 figures. Prix : 58 F.

Troisième Congrès de Calcul et de Traitement de l'Information, A.F.C.A.L.T.I., Toulouse 14-17 mai 1963.

Le troisième Congrès de l'A.F.I.R.O., qui s'est tenu à Toulouse en 1963, a apporté une contribution très sensible aux aspects théoriques et pratiques des sciences liées aux développements les plus récents des calculateurs électroniques ; mathématiques du calcul, organisation logique des ordinateurs et pratique du traitement de l'information. C'est pourquoi l'Association Française d'Informatique et de Recherche Opérationnelle a publié les actes de ses derniers congrès de façon à prolonger, au-delà de ses seuls membres, son action de promotion dans les sciences et les techniques que l'on groupe depuis peu sous le nom d'informatique.

Les aspects proprement scientifiques font appel à l'analyse numérique et à la programmation. L'analyse numérique est le domaine des mathématiques de la résolution effective ; la complexité des problèmes abordés montre l'intérêt des méthodes : grands systèmes linéaires, équations aux dérivées partielles, lissage de fonctions, calculs d'éléments propres, approximations.

La programmation n'est plus seulement le moyen de communiquer directement avec l'unité centrale d'une machine. Elle est devenue la science des langages et, s'étendant de l'algèbre à la théorie de la décision, la programmation permet de définir les modes d'expression aussi bien que la construction des compilateurs, ces instruments artificiels permettant l'écriture des ordres par des phrases simples et précises ou des formules scientifiques. Des exposés sont consacrés à la définition de certains langages aussi bien qu'à la constitution des programmes permettant l'utilisation commode des machines. Les applications à la traduction et la documentation sont déjà approfondies. Enfin des considérations sur la logique permettent de situer l'évolution des idées concernant l'informatique théorique qui s'avance parallèlement à l'évolution technologique.

Ce livre devrait intéresser les analystes, programmeurs, utilisateurs des calculateurs électroniques, les ingénieurs, ingénieurs-conseils, chercheurs ayant à traiter des problèmes de l'informatique.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 418 pages 16 × 25, avec 52 figures. Prix 48 F.

La programmation dynamique et ses applications, par R.E. BELLMAN et S.E. DREYFUS, traduit de l'anglais par M. BARBIER, *Ingénieur civil des Ponts et Chaussées*, et R. PLANCHE, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Masters of Science in O.R., Case institute of technology*.

Parmi les nouvelles méthodes d'optimalisation développées récemment, une des plus importantes est la « programmation dynamique » basée sur le principe d'optimalité de R. Bellman, qui, de même que Dreyfus, a systématiquement prospecté depuis 1955 les applications possibles de cette méthode.

Cet ouvrage, dû précisément à ces deux promoteurs présente les bases de la programmation dynamique, les raisonnements qui suggèrent son utilisation dans de nombreux cas, et les méthodes de calcul sur ordinateur qui en font un outil très puissant. De nombreux problèmes concrets sont d'abord décrits en langage courant, puis formulés en termes mathématiques précis. Le principe d'optimalité est alors employé pour en déduire les équations fonctionnelles permettant d'obtenir par récurrence une solution numérique au moyen d'un calculateur. De nombreux résultats numériques sont fournis ainsi que les organigrammes et les temps de calcul sur machine nécessaires. Un certain nombre de solutions analytiques exactes de problèmes simples sont aussi exposées, constituant des premières solutions approchées à de nombreux problèmes réels plus compliqués.

Les mathématiciens retrouveront ici les principaux résultats du calcul des variations, déduits du principe d'optimalité. Ils trouveront traités des problèmes d'analyse numérique, et de détermination de techniques optimales de recherche. Les économètres seront intéressés par la résolution de problèmes d'affectation, de transport, de régulation, de remplacement des équipements, d'ordonnancement, d'interaction dans les complexes industriels.

Le domaine de plus en plus important de la commande est largement développé, et des modèles déterministes, stochastiques, et adaptatifs en sont donnés. Des problèmes de trajectoires optimales d'avions et de satellites sont exposés.

Ainsi, tous les spécialistes des sciences appliquées où se posent de nombreux problèmes d'optimalisation, aussi bien que les chercheurs généralistes, trouveront dans cet ouvrage d'intéressants résultats. En outre, les élèves-ingénieurs pourront s'initier aux mathématiques appliquées modernes.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 408 pages 16 × 25, avec 97 figures. Prix : 68 F.

Quatrième Congrès de Calcul et de Traitement de l'Information AFIRO, Versailles, 21-24 avril 1964.

Le IV[e] Congrès de l'Association Française de Calcul et de Traitement de l'Information qui s'est tenu à Versailles, du 21 au 24 avril 1964, avait pour objet l'étude des derniers progrès apportés au développement et à l'utilisation des ordinateurs.

Les comptes rendus viennent d'en être publiés. Trois parties, d'inégale importance, rappellent le déroulement des exposés oraux qui ont permis une mise en ordre des problèmes relevant essentiellement de l'utilisation des ordinateurs dans le domaine de la gestion et de la fabrication des compilateurs, permettant l'emploi généralisé des langages symboliques.

Des idées-forces ont été dégagées en ce qui concerne l'informatique, son enseignement et ses applications.

Des chapitres d'analyse numérique, encore peu débattus jusqu'à ce jour, comme les équations intégrales et les équations aux dérivées partielles, sont assez largement développés, d'une manière très didactique.

L'étude des langages de programmation, de leur compréhension par les machines, et des moyens de documentation qu'ils offrent aux chercheurs de diverses disciplines (administrateurs, ingénieurs, linguistes ou mathématiciens), met en évidence les progrès extraordinaires réalisés dans les sciences de l'informatique et de la programmation.

Le traitement de l'information non numérique fait l'objet de plusieurs exposés ainsi que des applications techniques des calculateurs numériques et analogiques.

Présentant ainsi, sous forme pragmatique, un ensemble de résultats nouveaux concernant les principaux aspects de l'informatique, science du calcul et du traitement de l'information ainsi que la technique des calculateurs électroniques, ce volume s'adresse aussi bien au spécialiste de la gestion qu'au mathématicien, au logicien qu'au technicien, au chef de centre de calcul qu'à l'étudiant.

Dunod, éditeur, 1965, un volume relié toile sous jaquette, 424 pages 16 × 25 Prix 60 F.

Électricité, par M. ROUAULT, *Professeur à la Faculté des Sciences (Centre d'Orsay)* et P. MERGAULT, *Maître de recherche au CNRS*. Fascicule II. Propagation. Électricité corpusculaire. Milieux matériels. Radioélectricité.

Le Fascicule I traitant les sujets suivants : Électrostatique — Magnétostatique — Électromagnétisme — Phénomènes quasi stationnaires, et dont les auteurs sont les mêmes n'a pas fait l'objet d'une notice bibliographique dans *l'Onde Électrique*. Ceux de nos lecteurs que l'ouvrage intéresseraient, le trouveraient chez MASSON au prix de 30 F.

Le deuxième fascicule expose les phénomènes de propagation ; puis, après une étude des électrons et des ions, il aborde les propriétés électriques et magnétiques des milieux

matériels, répondant ainsi à l'expression du programme « éléments de théorie des solides ».

Il existe peu d'ouvrages traitant de ces questions au niveau de la licence, et la tâche de l'auteur se trouvait compliquée du fait du cloisonnement « vertical » de l'enseignement de la physique, concrétisé par l'existence des trois certificats de physique de la licence d'enseignement. L'auteur s'est tenu à exposer les quelques notions de mécanique quantique indispensables à la compréhension des phénomènes étudiés.

A la différence de la plupart des ouvrages d'électromagnétisme, on a reporté l'étude des propriétés macroscopiques électriques et magnétiques des milieux matériels après l'étude complète des propriétés du champ dans le vide, y compris la propagation, pour bien mettre en évidence la conservation des lois fondamentales, la différence apparente des lois macroscopiques venant de ce qu'un milieu matériel est essentiellement formé de particules chargées électriquement, groupées ou non en atomes et molécules, et que ces particules modifient le champ des sources extérieures au milieu ; on a pu grouper ainsi l'étude macroscopique des propriétés des milieux matériels et leur explication « microscopique », c'est-à-dire à partir de la structure de ces milieux.

Afin d'en mieux jauger la difficulté, la plus grande partie des exercices qui terminent chacun des chapitres ont déjà été proposés aux étudiants.

L'ouvrage se termine par un tableau de valeurs de quelques constantes physiques fondamentales, un tableau de correspondance des unités M K S A avec les unités des deux systèmes C G S (électrostatique et électromagnétique), quelques indications bibliographiques et un index alphabétique.

Masson et Cie, éditeurs, 1965. Un volume broché de 16,5 × 24,5, 336 pages et 245 figures. Prix 36 F.

Applications des ondes hyperfréquences et infrarouges à l'étude des plasmas, par R. PAPOULAR, *Docteur ès Sciences, Ingénieur ESE, Commissariat à l'Énergie Atomique,* et J. BALAZARD, *Ancien élève de l'École Polytechnique, Direction des Recherches et Moyens d'Essais.*

Un grand nombre d'ouvrages ont été consacrés aux plasmas et à leurs comportements ; mais les caractéristiques de ces fluides y sont supposées connues et figurent dans les théories sous forme de paramètres indéterminés. L'ouvrage de MM. PAPOULAR et BALAZARD recense certaines méthodes pratiques de mesure de ces paramètres.

Les auteurs y exposent les méthodes de mesure des paramètres pratiques des plasmas au moyen des ondes courtes ou très courtes. Elles utilisent l'interaction de ces ondes avec les plasmas en espace libre ou en régime guidé, ou encore l'émission de ces plasmas (spectroscopie). On s'est efforcé de détailler aussi bien le principe des méthodes que leur mise en œuvre pratique qui s'applique à un grand nombre de cas : fusion contrôlée, conversion d'énergie par magnétohydrodynamique, communications avec un satellite lors de la rentrée, tubes à plasmas, etc.

La lecture de l'ouvrage nécessite une initiation préalable aux gaz ionisés, et des connaissances générales du niveau de la licence. Il est donc à consulter par les professeurs, chercheurs, ingénieurs et étudiants de 3e cycle.

Par ailleurs, les chercheurs travaillant sur des gaz ionisés (fusion contrôlée par exemple) mais aussi les ingénieurs qui ont affaire avec ces milieux (conversion d'énergie par magnétohydrodynamique, aérophysique des vitesses satellitiques, etc.) en général liés à de hautes températures, le liront avec intérêt.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume broché de 160 pages 16 × 25, avec 55 figures. Prix 19 F.

Principes des calculatrices numériques automatiques, par P. NASLIN, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en chef de l'Armement.*

Ces principes fondamentaux des calculatrices numériques automatiques font l'objet de la première partie de cette « Monographie Dunod » où est développée progressivement l'organisation logique d'une calculatrice hypothétique faisant usage d'opérateurs logiques simples. Après l'étude des fonctions de calcul et de mémoire à la lumière de l'algèbre logique, on montre comment s'introduisent très simplement les notions de code et de programme. Les organes de commande qui gouvernent l'enchaînement des opérations élémentaires de recherche de rangements, de calcul et de discrimination, sont ensuite décrits. A ce propos, on développe les principes de la microprogrammation. Cette première partie se termine par l'établissement de quelques programmes simples et par quelques commentaires sur les programmes d'instructions initiales, les opérations symbolisées et les organes d'entrée et de sortie.

La seconde partie est consacrée à l'étude des technologies modernes fondée sur l'emploi des transistors, des diodes au germanium, des cryotrons, des couches minces, des diodes-tunnels et des tores magnétiques ainsi que des lignes à retard, des tubes cathodiques, des rubans et tambours magnétiques. Enfin sont évoqués brièvement certains problèmes relatifs à l'entretien préventif, aux contrôles internes et aux machines décimales.

Les principes de fonctionnement des calculatrices numériques automatiques exposés dans ce livre doivent être connus d'un large public qui comprend aussi bien des étudiants, des ingénieurs, des techniciens, des savants, que des hommes d'affaires et des sociologues.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile souple, 246 pages 11 × 16, avec 160 figures, 3e édition. Prix : 19 F.

Éléments de statistique quantique appliquée à la thermodynamique isotherme, par L. GODEFROY, *Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon.*

La matière de cette « Monographie DUNOD » réunit les bases de la thermodynamique statistique isotherme. Procédant d'un cours de mécanique statistique professé dans le cadre du certificat de 3e Cycle de physique des solides à la Faculté des Sciences de Paris-Orsay, l'exposé est axé sur les applications directement orientées vers la physique des solides et constitue plus une introduction aux principes de base qu'une étude des questions très spécialisées.

Le plan comporte deux parties fondamentales :

— l'exposé des principes valables quelles que soient les applications ;

— les applications à la physique des solides, et notamment aux populations dans les semiconducteurs et au calcul de la conductibilité électrique. Ce type d'application impliquait l'emploi des statistiques quantiques, qui sont abordées en suivant l'exposé de Schrödinger, au détriment de la méthode classique dont les résultats s'obtiennent, d'ailleurs facilement, par un passage à la limite

On insiste principalement sur la notion de thermostat et de contact thermique et sur l'application aux semiconducteurs et à la conductibilité électrique. A noter la présentation du calcul de la conductibilité électrique par la méthode du « gain moyen d'énergie ».

Cet ouvrage, écrit à l'intention des étudiants de 3e cycle, peut convenir aussi aux ingénieurs de recherches qui ont besoin de connaître l'origine des formules qu'ils utilisent en théorie des solides.

Les connaissances d'une licence moyenne sont souhaitables pour en aborder la lecture.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile souple, 202 pages 11 × 16, avec 27 figures. Prix : 19 F.

Guide de la Protection des Matériaux, 2e édition, par M. DUFILS, *licencié ès Sciences, Chef de fabrication à la Sté L.M.T., et* M. TOURNIER, *Ingénieur-Conseil. Préface de l'Ingénieur-Général* SALMON.

Ce document, œuvre de spécialistes-praticiens qui ont, tant en laboratoires qu'en ateliers, expérimenté les formules qu'ils livrent en tenant compte des plus récents progrès des diverses techniques, décrit en détail, sous une forme immédiatement applicable *les méthodes de préparations de surfaces* qu'il convient d'effectuer en fonction des revêtements ou traitements ultérieurs, il donne *les gammes de traitements* et *les spécifications* de composition, de conduite, d'entretien et d'analyses des bains chimiques et électrolytiques ainsi que les spécifications de vernissage et de traitements thermiques, trop souvent considérés comme autant de secrets de fabrication.

Des tableaux indiquent, pour des matériaux-types, les protections recommandées sous les divers climats ; des tableaux comparatifs donnent les prix de revient de chaque finition, il décrit les matériels et installations nécessaires à la mise en œuvre des divers procédés ; pour chaque traitement ; l'ouvrage fournit des méthodes de contrôle qu'il convient d'appliquer afin de vérifier si les produits finis possèdent bien les caractéristiques recherchées ; il décrit l'étude faite sur les produits spéciaux ; il met l'accent sur la sécurité du personnel utilisant des produits particulièrement nocifs et donne les directives qu'il y a lieu de suivre, en cas d'accident, avant l'arrivée du médecin.

Enfin, un chapitre signale les procédés, produits ou matériels industrialisés durant ces derniers mois pour les traitements de surfaces, un autre groupe les principaux brevets ou articles techniques récemment parus sur la question.

Ce document important mais pratique rencontrera la faveur de tous ceux qui s'intéressent de près ou de loin à cet immense problème qu'est *la protection des matériaux contre la corrosion.*

Synthèse, éditeur, 51, rue Vivienne, 1965. Un volume relié de 850 pages 15,5 × 24, nombreuses photos, graphiques et tableaux. Prix : 130 F.

7e Congrès International de Physique des Semiconducteurs. Paris-Royaumont 1964. Tome 3. Effets des rayonnements sur les Semiconducteurs.

A l'occasion du 7e Congrès international de Physique des Semiconducteurs, qui s'est réuni récemment à Paris, se sont tenus trois colloques spécialisés, réservés à des spécialistes, dans le but de faire le point des recherches et de provoquer des discussions sur des questions encore mal connues.

Pendant trois jours, cent dix personnes ont ainsi assisté au Colloque sur les Effets des rayonnements, au Centre culturel de Royaumont (16-18 juillet 1964).

L'ouvrage présenté réunit les exposés, discussions et communications, regroupés sous les titres suivants :

Structure primaire des défauts, Interaction défauts-impuretés, Mobilité et guérison, Théorie des défauts simples, Composés semiconducteurs, Seuils et sections efficaces.

Les sujets traités ont une grande importance théorique et pratique, l'action des rayonnements permettant de créer des défauts, et par là d'étudier les structures solides. La réunion de juillet 1964 a permis de mesurer l'évolution de la question depuis la réunion de 1959 consacrée à l'effet des rayonnements sur les semiconducteurs.

D'autre part, le développement des techniques nucléaires et spatiales, rend nécessaire la connaissance du comportement des semiconducteurs et des dispositifs électroniques (diodes, transistors, etc.), sous irradiation. L'ouvrage, sans traiter spécifiquement de l'irradiation des composants électroniques, fournira des données de base aux ingénieurs et techniciens. Le physicien y trouvera une documentation très actuelle, complétant les nombreux travaux publiés, dans le monde entier, sur ce sujet.

Dunod, éditeur, 1965 Un volume relié toile, 440 pages 16 × 25, avec 175 figures Prix : 72 F.

7e Congrès International de Physique des Semiconducteurs. Paris-Royaumont 1964. Tome 4. Recombinaison radiative dans les Semiconducteurs.

Un colloque sur la Recombinaison radiative dans les semiconducteurs s'est tenu à Paris en juillet 1964, à la suite du 7e Congrès international sur la Physique des Semiconducteurs. Le rapide essor dans le domaine de la recombinaison radiative, qui a suivi la découverte des « lasers » à semiconducteurs, justifiait cette réunion d'environ deux cent cinquante spécialistes parmi les plus éminents.

Les comptes rendus de ce colloque permettent de faire le point sur les processus physiques qui sont à la base des lasers à semiconducteurs. Les sujets traités couvrent l'étude de la recombinaison radiative intrinsèque, l'effet des impuretés et des excitations, l'étude des lasers à jonction, l'étude de nouveaux procédés d'excitation, notamment par faisceau électronique, et l'étude des matériaux nouveaux permettant d'étendre vers le spectre visible le domaine des lasers à semiconducteurs.

Cet ouvrage, qui donne aussi un compte rendu des discussions, constitue un instrument de travail parfaitement à jour pour les physiciens et les ingénieurs de recherches.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile, 310 pages 16 × 25, avec 150 figures. Prix : 54 F.

Les Radars de veille modernes, par L. THOUREL, *Ingénieur A.M. et E.S.E., Ingénieur en Chef à la C.S.F., Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Aéronautique. Préface de* G. NADAY.

L'élargissement incessant du domaine des moyens de transport et des opérations militaires (espaces couvert et augmentation des vitesses) pose en permanence des problèmes nouveaux de sécurité, qui ne peuvent être résolus que par une surveillance constante des véhicules en mouvement.

C'est la raison du perfectionnement actuel de la détection et de l'exploitation des renseignements, issus de l'émetteur-récepteur radar, « capteur » d'une extrême complexité.

L'extraction des signaux utiles du bruit et des parasites est souvent automatique et l'utilisation des renseignements s'effectue à l'aide de dispositifs de traitement d'information, analogiques ou numériques.

Les connaissances nécessaires à la conception, la réalisation et l'exploitation des radars modernes et des appareils associés font appel à un ensemble de techniques nouvelles qui croissent à une telle allure que, même les spécialistes, doivent fournir un gros effort pour en suivre les développements incessants.

L'ouvrage de L. Thourel rappelle les techniques modernes employées dans les radars de veille et fait le point des progrès réalisés au cours de ces deux ou trois dernières années.

Grâce à ses qualités de chercheur et de pédagogue, l'auteur réussit à exposer dans un langage simple des phénomènes et des processus souvent compliqués.

Sofradel et Masson et Cie, éditeurs, 1965. Un volume cartonné toile, 282 pages 16,5 × 25, avec 171 figures.

Les Emetteurs de télévision, par G. PLOTTIN, *ingénieur civil de l'ENST, chef de service à la CSF et* J. FAGOT, *Ingénieur ESE, Directeur technique à la CSF, Professeur à l'ESE Radio. Préface de* G. CHÉDEVILLE.

Cet ouvrage fait le point des connaissances acquises dans la technique de la transmission des signaux de télévision.

Après la deuxième chaîne de Télévision en France, il est prévu des chaînes « culturelles » et la diffusion progressive de programmes en couleur.

Tous les principes de base restent les mêmes, bien entendu, mais, pour faire face à ces nouveaux besoins, la technique doit effectuer un nouveau bond en avant caractérisé par l'utilisation de fréquences encore plus élevées et par une extension des possibilités des tubes. En dehors des pentodes ou des triodes qui font l'objet de progrès remarquables, on voit apparaître des tubes d'un type nouveau comme les klystrons amplificateurs de puissance, d'une très grande souplesse d'emploi. Par ailleurs, la transmission des signaux de modulation « couleur » pose des conditions techniques particulières.

La conception et la réalisation des émetteurs de télévision modernes font donc appel à un ensemble de techniques nouvelles dont la thèse est ardue et la mise en œuvre délicate.

La personnalité des auteurs, tant dans l'Enseignement que dans l'Industrie privée, donne toute garantie sur la valeur de ce guide clair et précis, dans lequel le lecteur trouvera tous les renseignements concernant cette branche passionnante de la technique radioélectrique.

Sofradel et Masson et Cie, éditeurs, 1965. Un volume cartonné toile 16,5 × 25, 216 pages, avec 198 figures. Prix : 59 F.

L'Energie dans la Civilisation Moderne, par R. CORDEBAS, *Ingénieur des Mines.*

On trouvera certaines connaissances de base, aujourd'hui indispensables, rassemblées dans ce livre de 400 pages. Il s'agit d'une œuvre de synthèse, contenant des documents chiffrés et à jour en 1964.

L'énergie étant une *notion de la physique,* deux chapitres de physique précèdent l'exposé. Six autres chapitres concernent *les sources d'énergie :* par fission et fusion nucléaire, et par emploi du charbon et de pétrole. Les moyens de production d'énergie (centrales, moteurs, etc.) et de production de matière par emploi de l'énergie font l'objet de quatre autres chapitres.

Comme l'énergie conditionne la conquête de l'espace (astronautique) et celle des vitesses supersoniques (fusées), deux chapitres sont consacrés à ses aspects modernes qui bouleversent l'art de la guerre, et les relations entre peuples.

L'énergie est créatrice de vie, la chaleur et le froid conditionnent la survie des hommes et la conservation de leurs aliments (deux chapitres).

L'énergie est organisatrice : les machines électroniques pénètrent l'administration et servent à la prévision des conséquences de ses actes.

L'auteur expose *l'immensité des sources d'énergie qui restent à conquérir* et ne croit pas que l'humanité en manque jamais.

Comme l'histoire de la technologie de l'énergie est celle des civilisations, la dernière leçon est intitulée : « *Civilisation et énergie* », elle insiste sur l'idée de la durée du développement d'une technologie de l'énergie ou d'une industrialisation.

L'auteur présente une œuvre de synthèse scientifique peu chargée de mathématiques, bien qu'appuyée sur des notions physiques claires. L'ouvrage est de lecture facile et agréable, il donne aux économistes, étudiants, financiers, ingénieurs, statisticiens, organismes d'élaboration de plans, aux journalistes scientifiques, physiciens, sociologues, élèves des écoles de guerre, recyclage des ingénieurs, une documentation à jour en 1964, présentant un point de vue supérieur à toute technique particulière.

Editions Cujas, 1965. Un volume broché, 400 pages, 14 × 22 illustrées. Prix : 30 F.

Applications des Ferrites et Céramiques, par H.M. SCHLICKE, *Directeur du Laboratoire des Hautes Fréquences de Allen Bradley Company (U.S.A.).* Traduit et adapté de l'Américain par J. BACHELLER, *Ingénieur E.S.E., Ingénieur à la Compagnie des Ferrites Electroniques (Cofelec).*

Les céramiques polycristallines jouent un rôle de plus en plus important en électronique. Des recherches dues à H.M. Schlicke, ont permis de constater que les matériaux à haute résistivité et fortement magnétiques (ferrites) et les diélectriques à haute permittivité (titanates de baryum), d'une part présentent des phénomènes communs et par ailleurs sont complémentaires. L'ouvrage qui vient de paraître traite de l'ensemble de ces matériaux « diélectro-magnétiques ».

Les faits essentiels y sont présentés d'une façon synoptique et le lecteur est incité à prendre ces faits pour base de raisonnement.

L'exposé se présente sous forme de synthèses intuitives basées, au moins en partie, sur des raisonnements déductifs à partir des principes. Les mathématiques ne sont jamais considérées comme un substitut des concepts physiques de base, mais seulement comme un outil permettant des prévisions quantitatives ; les connaissances sont tirées des cours de Faculté.

Comme le montrent les exemples utilisés, c'est tout le domaine de l'électronique qui est intéressé : les radars, le guidage des missiles, la télémétrie spatiale, les faisceaux hertziens, la téléphonie, le traitement de l'information, les accélérateurs de particules, le contrôle, les mesures et l'instrumentation industrielles, etc.

De nombreuses applications numériques permettent de bien comprendre et de mieux utiliser l'ouvrage ; des tableaux numériques et des abaques en font un guide pour la recherche et un document de référence pour le bureau d'études et le laboratoire.

Dunod, éditeur, 1965. L'ouvrage relié toile, 278 pages 16 × 25, avec 125 figures. Prix : 58 F.

Stéréophonie, par N. V. FRANSSEN. *Traduit du néerlandais par* E. CLÉMENT, *Ingénieur A.I.T.C., Société Philips.*

Dans l'étude de la perception du son, on distingue divers effets et notions tels que : ouïe directive, ouïe stéréophonique, ouïe monaurale. En principe, les phénomènes qui s'y produisent sont les mêmes mais leur ordre de grandeur est différent, ce qui modifie l'effet.

L'auteur détermine comment on peut tirer parti de l'ouïe directive pour réaliser une transmission stéréophonique du son.

L'influence de l'ouïe directive sur l'appréciation de l'acoustique de la salle est exposée en détail

L'appendice décrit un modèle du mécanisme de l'ouïe et des nerfs permettant d'expliquer diverses propriétés de l'ouïe directive On y compare ensuite le comportement de ce modèle avec des observations auditives subjectives qui ne concernent pas spécialement l'ouïe directive.

Bibliothèque Technique Philips, 1965. Dunod, dépositaire pour la France. Un volume 15,5 × 23, relié, 92 pages et 67 figures. Prix : 21 F.

Physique et Electronique des Semiconducteurs, par E.J. CASSIGNOL, *Maître de conférences à l'I.N.S.A. de Toulouse.*

Ce livre expose les concepts fondamentaux sur les dispositifs semiconducteurs et tout particulièrement sur les transistors à jonctions.

Il peut être divisé en deux grandes parties :

— Les quatre premiers chapitres traitent de l'étude *physique* des éléments semiconducteurs, tels que : diodes, transistors à jonctions, diode de Zener, diode tunnel, transistor drift, transistor à effet de champ, thyratrons solides ;

— Les six chapitres suivants, consacrés à l'étude du transistor comme élément actif, constituent la part proprement *électronique* de l'ouvrage.

Les dispositifs semiconducteurs sont présentés en vue de la future application dans les circuits à semiconducteurs ; c'est ainsi que les caractéristiques statiques des transistors, les circuits équivalents en haute et basse fréquence, et les circuits de polarisation ont été traités en détail. De plus, un chapitre a été réservé au transistor utilisé comme élément de commutation.

Les exercices, à la fin de chaque chapitre, permettent de compléter les sujets traités et d'assimiler les points essentiels.

Le livre s'adresse spécialement aux élèves-ingénieurs et aux étudiants des Facultés des Sciences qui s'initient aux techniques des semiconducteurs ainsi qu'aux ingénieurs désireux de perfectionner leurs connaissances dans ce domaine.

Bibliothèque Technique Philips, 1965. Dunod, dépositaire pour la France. Un volume 15,5 × 23 relié de 328 pages et 241 illustrations Prix : 69 F.

Technique du Service de la Télévision en couleurs, *par* W. HARTWICH. *Traduit de l'allemand par* R. ARONSSOHN.

Dans le présent Tome 1 sont exposés les principes essentiels de la technique de la télévision en couleurs. La méthode suivie constitue une préparation logique pour l'étude des montages et de leur mise au point qui sera faite dans le Tome II.

Ce livre s'adresse donc à tous les techniciens de la télévision qui veulent s'initier aux problèmes posés par la couleur.

Les explications relatives aux divers procédés de transmission et de réception sont basées sur la *norme américaine NTSC* de télévision en couleurs modifiée pour l'utilisation de la norme européenne CCIR. On suppose donc

que le lecteur connaît déjà la technique de la télévision en noir et blanc.

Partant de la théorie de la trichromie, la première moitié de ce livre décrit les principes du signal et de son émission. Cela permet de reprendre selon l'ordre inverse, dans la seconde moitié, la restitution du message et la reproduction des informations de couleurs dans le récepteur. On insiste particulièrement sur les groupes d'étages spéciaux : redresseur synchrone, étages matriciels et montages de convergence.

Les figures en noir et en plusieurs couleurs venant à l'appui du texte font de ce livre une initiation très concrète à la nouvelle télévision selon la norme NTSC.

Bibliothèque Technique Philips, 1965. Dunod, dépositaire pour la France. Un volume de 226 pages 15,5 × 23 avec 151 figures en noir et 14 illustrations en plusieurs couleurs. Prix : 42 F.

Electrostatique. *Tome I : Les Distributions, par* E. DURAND, *Professeur de Physique Théorique à la Faculté des Sciences de l'Université de Toulouse.*

L'électrostatique formant la base de la théorie du champ électromagnétique, on peut dire que cet ouvrage s'adresse à tous les physiciens, professeurs, ingénieurs, chercheurs, étudiants qui veulent approfondir, renouveler et moderniser leurs connaissances dans ce domaine.

En dehors de son caractère très complet et de l'abondance des illustrations, cet ouvrage se distingue des autres par l'emploi systématique des densités singulières, des courants magnétiques, des systèmes polarisés fictifs associés aux charges, par l'étude systématique de la fonction flux associée au potentiel, par la part importante faite au calcul numérique, par l'étude approfondie des singularités du champ, etc.

Huit chapitres sont consacrés au potentiel et au champ des distributions. Un chapitre traite des forces et des énergies entre distributions. On y trouve, en particulier, une théorie classique, due à l'auteur, des particules quasi ponctuelles ayant une énergie propre finie. Un chapitre expose les méthodes de calcul numérique. Enfin le chapitre I est un rappel de formules mathématiques et le chapitre XII contient des notes diverses.

L'auteur, qui dirige l'Institut de Calcul Numérique de l'Université de Toulouse, a utilisé les calculatrices électroniques qui équipent ce centre et réalisé ainsi, avec son équipe, les nombreux réseaux orthogonaux d'équipotentielles et de lignes de force qui illustrent le texte et qui sont entièrement originaux.

Des exercices, avec la réponse, se trouvent à la fin des chapitres.

Masson, éditeur, 1965. Un volume de 516 pages 17 × 24,5 avec 492 figures. Prix : 80 F.

PETITES ANNONCES

IMPORTANT CONSTRUCTEUR D'INSTRUMENTS
de MESURES ÉLECTRIQUES et ÉLECTRONIQUES

recherche

INGÉNIEURS

de préférence connaissant la spécialité, pour postes :

1° DIRECTEUR AGENCE PARIS

30 à 45 ans, dynam., capable animer équipe d'Ingénieurs technico-commerciaux et d'assurer lui-même contacts à niveau élevé, ainsi que de contribuer à l'orientation de l'entreprise par le rassemblement de données sur le marché.

2° INGÉNIEUR à l'ÉTAT-MAJOR TECHNICO-COMMERCIAL

chargé de l'évaluation des besoins du marché et de la définition des appareils à fabriquer dans l'avenir.
Anglais obligatoire, 30 à 40 ans

POUR CES DEUX POSTES
de HAUTE RESPONSABILITÉ
seraient appréciées tout ou partie des compétences suivantes :

— Connaissance du marché CONTROLE RÉGULATION.
— Connaissance du marché TÉLÉCOMMUNICATIONS PROFESSIONNELLES.
— Connaissance de RADIO, T.V.
— INTRODUCTION AUPRÈS des GRANDES ADMINISTRATIONS.
— EXPÉRIENCE TECHNICO-COMMERCIALE.

Adresser curric. vitae complet à n° 25.013.
CONTESSE Publicité, 20, av. de l'Opéra, Paris, qui transm.

LE MATÉRIEL MAGNÉTIQUE

recrute pour son

CENTRE DE RECHERCHES

de BREST

un INGÉNIEUR ÉLECTRONICIEN

★

E.S.E. ou équivalent 28/40 ans. Nationalité Française, pour poste de Chef de Service.

Bonne connaissance des circuits.

Travail technique très intéressant dans domaine avant-garde en liaison avec les meilleures équipes françaises de recherches.

Adresser curriculum vitae et lettre manuscrite :
13, rue Victor-Hugo - PUTEAUX (Seine) Tél. 506-54-80.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION
S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION
ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F.
C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso " extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ
Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Mémoire à tores TRANSCO, Capacité 1 000 mots de 33 binaires. Temps de cycle 1 μs. Réalisée par COPRIM avec tores ferroxcube de 0,55 mm de diamètre. Une description en est donnée dans ce numéro sous la signature de M. CHALÉAT.

COPRIM
7, passage Charles-Dallery
PARIS-XIe. Tél. 797-99-30

45e année **Octobre 1965** 10 F
N° 463

SOMMAIRE

Colloque International sur les Techniques des Mémoires

Application des semiconducteurs aux techniques des mémoires 1157
P. AIGRAIN

Les céramiques magnétiques dans les dispositifs à mémoire 1162
R. VAUTIER

Les alliages ferromagnétiques dans les dispositifs à mémoire 1171
G. GRUNBERG

Les circuits optoélectroniques 1181
J.G. VAN SANTEN

L'utilisation des corps ferroélectriques dans les mémoires 1187
J.M. HERBERT

Mémoire une microseconde à coïncidence 1192
M. CHALÉAT

Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium 1197
M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, Y. BESSON, H. LEBLOCH

Luminescence par bombardement cathodique dans l'arséniure de gallium 1204
M. BOROT

Les solutions forcées de l'équation de Van der Pol 1216
L. SIDÉRIADES

La synchronisation des télémesures codées (2e partie) 1225
J.P. MAGNIN, G.C. CHAZOT

Corrigenda 1245

Création du groupe régional Toulouse-Midi-Pyrénées 1246

Lucien LÉVY 1247

Informations et documentation technique. Communiqués 1249

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la C.F.T.H.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître deConférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire et du Département de Génie Électrique de Toulouse,
Vice-Président. — M. F. CAMBOU, Directeur du Centre d'Études Spatiales des Rayonnements de Toulouse.
Secrétaire-Général. — M. E. CASSIGNOL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Toulouse.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*, Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux .	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré.....	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON TECHNIQUES OF MEMORIES

This book, is published by Editions Chiron, Paris in January 1966. (Abstracts are published in this issue of "*l'Onde Electrique*").

The papers are written either in French or English language, at the convenience of the author.

A special subscription price is granted to the persons who will remit the present order to Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6e, as soon as possible, until December 15th 1965.

One volume, Demy 800 pp., 250 F F (public price) after December 15th 1965.

SUBSCRIPTION FORM

(Special Price available until December 15th 1965)

I the unterdesigned: .....

Name: .....

Firm: .....

Address: ..... Country: .....

declared: I am subscribing by this order ..... copy (ies) of the Proceedings of the International Symposium on Techniques of Memories, at the special price of 195 F F (for one book) post-paid, settlement to Editions Chiron,

a) by attached cheque,

b) by payment to C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,

c) by order to Banque Nationale pour le Commerce et l'Industrie, Paris, Agence Saint-Germain, compte 11548, Editions Chiron.

Date :

S'il vous plaît, lisez le verso en français

PUBLICATION INTÉGRALE DES COMMUNICATIONS DU COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES TECHNIQUES DES MÉMOIRES

Les textes complets du Colloque dont " *l'Onde Electrique* " publie ce mois quelques extraits, sont édités, en un volume relié, par les Editions Chiron, Paris.

Les textes y sont publiés soit en français, soit en anglais, selon le choix du rédacteur.

Un prix spécial de souscription est consenti aux personnes qui remettront le bulletin ci-dessous aux Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6e, dans les plus brefs délais.

Un volume de 800 pages 15 x 24 cm, relié pleine toile, 250 F en librairie après le 15 décembre 1965.

BULLETIN DE SOUSCRIPTION

(Prix spécial valable jusqu'au 15 décembre 1965)

Je, soussigné : Nom : .....

Firme : .....

Adresse : ..... Pays : .....

déclare souscrire par la présente à l'achat de ..... exemplaire(s) des Communications du Colloque International sur les Techniques des Mémoires au prix spécial de 195 F F, poste et taxes comprises, que je règle à l'ordre des Editions Chiron,

a) par chèque bancaire ci-joint,

b) par versement au C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,

c) sur facture qui sera réglée dans les 30 jours de la date de souscription.

Date :

Signature :

Please, read back for English

RÉSUMÉS DES ARTICLES

APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS AUX TECHNIQUES DES MÉMOIRES, par P. AIGRAIN, *Docteur ès Sciences, Directeur des Enseignements Supérieurs au Ministère de l'Education Nationale, Directeur scientifique à la Direction des Recherches et Moyens d'essais.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1157 à 1161).

Au cours de la conférence qu'il a prononcée à la séance inaugurale du Colloque sur les Techniques des Mémoires, l'auteur a fait le point sur l'emploi des semiconducteurs pour cet usage.

Leur utilisation peut s'envisager dans un certain nombre de cas en utilisant telle ou telle de leurs caractéristiques. Des exemples sont donnés. Mais il semble que la miniaturisation soit arrivée à un stade où on peut reprendre avec des semiconducteurs le principe de la mémoire-bascule à tubes, les points-mémoire étant réalisés au moyen de transistors à effet de champ obtenus par des techniques d'évaporation.

LES CÉRAMIQUES MAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS A MÉMOIRE, par R. VAUTIER, *Directeur Scientifique au C.N.R.S.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1162 à 1170).

Cet article fait le point sur l'emploi des céramiques magnétiques dans les dispositifs à mémoire, particulièrement des mémoires à accès rapide. On décrit les réalisations actuelles et on envisage les perspectives d'avenir. L'état actuel de la théorie des matériaux à cycle rectangulaire est également exposé.

LES ALLIAGES FERROMAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS A MÉMOIRE, par G. GRUNBERG, *Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1171 à 1180).

Les alliages ferromagnétiques sont actuellement utilisés dans des types de mémoires aussi différents que les mémoires à tambours, les rubans magnétiques et les mémoires à couches minces à accès instantané.

On s'attache dans cet article à faire ressortir la liaison existant entre les caractéristiques physiques et magnétiques de ces matériaux et les avantages que l'on attend de leur utilisation dans chaque cas particulier.

On donne également un aperçu de l'état actuel des travaux, ainsi que des développements probables, en insistant sur les mémoires à accès aléatoire.

LES CIRCUITS OPTOÉLECTRONIQUES, par J.G. VAN SANTEN, *Laboratoires de Recherches de la Société Philips N.V. Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven* (Pays-Bas). L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1181 à 1186).

Dans cet article qui reproduit les termes de la conférence que l'auteur a prononcée à la séance inaugurale du Colloque sur les Techniques des Mémoires M. van Santen décrit les circuits opto-électroniques et limite son exposé aux montages des circuits mixtes. Il donne quelques exemples de leur utilisation possible pour la réalisation de mémoires, mais conclut en disant que le rôle des circuits opto-électroniques ne peut être que modeste dans les techniques des mémoires, du moins dans l'état actuel des recherches entreprises.

L'UTILISATION DES CORPS FERROÉLECTRIQUES DANS LES MÉMOIRES, par J.M. HERBERT, *Plessey UK Ltd., Allen Clark Research Centre Caswell, Towcester, Northants.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1187 à 1191).

Après avoir passé en revue la façon dont on a, jusqu'à présent, essayé d'utiliser les diverses propriétés pyroélectriques, piézoélectriques et optiques des corps ferroélectriques pour la constitution de mémoires dans les calculateurs, l'auteur en est conduit à conclure qu'aucune réalisation pratique n'a pas encore vu le jour. De nombreuses recherches sur ces corps restent à faire et même des composants nouveaux sont à trouver ; toutefois une extrême miniaturisation des mémoires semble possible au moyen des corps ferroélectriques et incite les chercheurs à poursuivre leurs travaux.

MÉMOIRE UNE MICROSECONDE A COINCIDENCE, par M. CHALÉAT, *Coprim Evreux* (Eure). L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1192 à 1196).

Cette mémoire, 1 000 mots, 33 bits, à temps de cycle de 1 µs, utilise des microtores de ferrite à temps de basculement de 200 ns.

Les techniques connues des mémoires à sélection par coïncidence ont été adaptées pour tenir compte de l'accroissement de vitesse.

Une attention particulière a été portée au problème du nombre de composants à forte dissipation d'énergie afin de pouvoir réduire facilement le volume occupé par les composants périphériques. Ce résultat a été obtenu grâce à l'utilisation aussi fréquente que possible de transformateurs.

Après une description des principaux circuits, on présente une analyse des tolérances sur les signaux de commande, en relation avec la température.

TECHNOLOGIE ET PROPRIÉTÉS DES LASERS A ARSÉNIURE D'INDIUM, par M. RODOT, P. LEROUX-HUGON. *Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide, C.N.R.S., Bellevue* (S.-et-O.), J. BESSON et H. LEBLOCH. *Société Anonyme de Télécommunications, Paris.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1197 à 1203).

La réalisation et les propriétés des lasers InAs sont décrites. L'inversion de population est obtenue par injection de porteurs au niveau d'une jonction P-N obtenue par diffusion. L'action des paramètres intervenant dans cette diffusion est étudiée. Le montage adopté pour ces lasers permet un fonctionnement en régime continu à 27 °K. L'étude spectrale du rayonnement met en évidence une série de modes ; plusieurs applications sont envisagées.

LUMINESCENCE PAR BOMBARDEMENT CATHODIQUE DANS L'ARSÉNIURE DE GALLIUM, par M. BOROT, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée, Limeil-Brévannes* (Seine-et-Oise). L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1204 à 1215).

Dans la première partie, l'article rappelle brièvement le mécanisme de l'émission de lumière par recombinaison radiative dans les semiconducteurs. Puis, les résultats des mesures sont exposés ; des cristaux d'arséniure de gallium ont été soumis à l'action d'un faisceau d'électrons dont l'énergie pouvait atteindre 25 keV. La variation de l'émission lumineuse avec le courant et l'énergie des électrons, le rendement énergétique et la distribution spectrale de la lumière émise ont été relevés sur des échantillons de diverses conductivités. Les impuretés suivantes furent utilisées : zinc, cadmium, germanium, étain, tellure et sélénium. On a observé que la longueur d'onde du maximum d'émission est toujours supérieure ou égale au seuil photoélectrique de l'arséniure de gallium à 77 °K (0,83 micron).

Dans la seconde partie, un tube à vide modulable à émission infrarouge utilisant les propriétés du GaAs est décrit, ainsi qu'une expérience de transmission de télévision comportant un tel tube.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE USE OF FERROELECTRIC MATERIALS IN MEMORY DEVICES, by J.M. HERBERT, *Plessey UK Ltd., Allen Clark Research Centre Caswell, Towcester Northants.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1187 to 1191).

After a review of the manner in which up to now attempts have been made to use the various pyroelectric, piesoelectric and optical characteristics of ferrode materials for the manufacture of memory devices in computers, the writer is led to the conclusion that no practical design has yet appeared.

Substantial research on these materials has still to be carried out and even new materials have to be discovered. However, an extreme miniaturisation of memory devices would seem to be possible using ferroelectric materials and this will encourage the researchers to carry on with their task.

MICROSECOND COINCIDENCE MEMORY, by M. CHALÉAT, *Coprim Evreux* (Eure). L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1192 to 1196).

This memory, of 1000 words, 33 bits, with a cycling time of 1 microsecond, uses ferrite microcores with a discharge time of 200 manoseconds.

The established techniques of memory selection by coincidence have been used to take advantage of the increase of speed.

Particular attention has been applied to the problem of the number of components of high energy dissipation in order to be able conveniently to reduce the volume occupied by the associated components. This result has been obtained by the use of transformers wherever possible.

After a description of the principal circuits, an account is given analysing the tolerances on the controlling signals, in relation to temperature.

InAs LASER TECHNOLOGY AND PROPERTIES, by M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, *Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide, C.N.R.S., Bellevue* (S.-et-O.), J. BESSON et H. LEBLOCH, *Société Anonyme de Télécommunications, Paris.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1197 to 1203).

The fabrication and properties of InAs Lasers are described. The population inversion is obtained by carriers injection through a P-N junction. The parameters affecting this diffusion are discussed. Set-up techniques allow continuous operation at 27 °K. Several Fabry-Perot mode appear on the spectral energy distribution. Different practical applications are pointed out.

CATHODIC LUMINESCENCE OF GALLIUM ARSENIDE by M. BOROT, *Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée, Limeil-Brévannes* (Seine-et-Oise). L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1204 to 1215).

In the first part the light emission mechanism by radiative recombination in semiconductors is briefly recalled. The results of measurements are then shown : gallium arsenide crystals have been irradiated with a beam of electrons, the energy of which was up to 25 keV. Infrared emission variation with current and energy of electrons, energetic efficiency and spectral distribution of radiation have been measured on samples of various conductivities. The following doping elements were used : zinc, cadmium, germanium, tin, tellurium and selenium. The observed emission peak wavelength was always greater or equal to the photoelectric threshold of gallium arsenide at 77 °K (0,83 micron).

In the second part, a modulable infrared emitting vacuum tube using the properties of GaAs are described and a TV transmission experiment including this tube.

APPLICATION OF THE SEMICONDUCTORS TO THE TECHNIQUES OF MEMORIES by P. AIGRAIN, *Docteur ès Sciences, Directeur des Enseignements Supérieurs au Ministère de l'Education Nationale, Directeur scientifique à la Direction des Recherches et Moyens d'essais.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1157 to 1161).

During the conference he pronounced at the inaugural session of the International Symposium on Techniques of Memories, the author makes the restatement of utilization of semiconductors for this purpose.

They can be used in some case following one or another of their characteristics. Some examples are given. But it seems that miniaturization should be arrived at a stage where the tubes swing memory principle can be reconsidered with semiconductors, the point memory being realized by mean of field effect transistors made up with evaporation techniques.

MAGNETIC CERAMICS IN THE MEMORY DEVICES, by R. VAUTIER, *Directeur Scientifique au C.N.R.S.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1162 to 1170).

This paper gives the restatement of the utilization of the magnetic ceramics in the memory devices, more particularly concerning the random access memories. The present realizations are described and the devices possible in the future are examined. The actual statement of the theory of square loop materials is also given.

FERROMAGNETIC ALLOYS IN MEMORY DEVICES, by GRUNBERG, *Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble.* L'Onde Electrique, October (pages 1171 to 1180).

Ferromagnetic alloys are utilised in many different memory classes (Drums, tapes, thin film random access memories...). In this review article, the emphasis is on the relation between the physical and magnetic properties of the ferromagnetic alloys and their specific use.

The « state of the art » is presented and some of the futur development are discussed.

OPTOELECTRONIC CIRCUITS, by J.G. VAN SANTEN, *Laboratoires de Recherches de la Société Philips N.V. Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven* (Netherlands). L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1181 to 1186).

In this article, which summarises the address which the author gave to the initial meeting of the Symposium on Memory Techniques, M. van Santen deals with optoelectronic circuits and limits his account to mixed circuit arrangements. He gives various examples of their possible use for the provision of memories, but ends by saying that optoelecyronic circuits can play only a modest part in memory techniques, at least so far as the present state of research would indicate.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

LES SOLUTIONS FORCÉES DE L'ÉQUATION DE VAN DER POL, par L. SIDERIADES, *Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille.* L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1216 à 1224).

On montre la possibilité, uniquement lorsque la fréquence ω du générateur sinusoïdal est voisine de la fréquence fondamentale ω_1 du système en régime libre, de combinaison des oscillations libres et des oscillations forcées sous la forme d'une superposition linéaire. Les oscillations libres perturbent toujours le régime transitoire des oscillations forcées, et peuvent même, dans certains cas et suivant certaines conditions initiales, donner naissance à des oscillations combinées, stables en amplitude. Ce dernier phénomène correspond à un battement linéaire, alors que le battement des oscillations forcées seules, lorsqu'il existe un cycle limite, correspond à un phénomène non linéaire. On donne une interprétation plane, puis spatiale de ces résultats.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES (2e partie), par J.P. MAGNIN, *Directeur des Etudes, Electro mechanical Research, Sarasota* (Floride) et G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique, Rueil-Malmaison* (S.-et-O.). L'Onde Electrique d'octobre 1965 (pages 1225 à 1244).

Cette seconde partie traite de la synchronisation digitale aux différents niveaux d'information : mot, cycle et sous-cycle.

La nécessité d'une logique de synchronisation opérant automatiquement entre trois modes fonctionnels — recherche, contrôle et verrouillage — est soulignée.

C'est là une conséquence de la définition de la synchronisation digitale : « une station de décommutation est synchronisée lorsque les codes transmis seront détectés à intervalles de temps réguliers avec, en moyenne, une probabilité d'erreurs compatible avec le rapport signal/bruit de la chaîne de transmission ».

Les exemples de divers formats PCM actuels illustrent ces considérations sur la synchronisation digitale.

Un dernier chapitre traite des considérations quantitatives qui conduisent au choix des caractéristiques des paramètres de la logique de synchronisation au sol et au choix d'un bon code de synchronisation.

Des tableaux de résultats permettent d'apprécier l'influence de certains réglages en fonction du rapport signal/bruit et le choix de codes optimal est facilité par la tabulation de leurs coefficients d'autocorrélation.

SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

SYNCHRONIZATION OF CODED TELEMEASUREMENTS (2nd part), by J.P. MAGNIN, *Directeur des Etudes, Electro mechanical Research, Sarasota* (Floride) and G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique, Rueil-Malmaison* (S.-et-O). L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1225 to 1244).

This second part studies the digital synchronization at different information levels : word, cycle and subcycle.

The necessity of a synchronization logic operating automatically between three functionnal modes : searching, checking, locking, is pointed out.

It is a result of the definition of the digital synchronization : a decommutation station is synchronized when the codes transmitted are detected at regular time intervals with, on an average, an error probability compatible with the signal/noise ratio of the transmission train.

The examples of varied present PCM size illustrate these considerations on the digital synchronization.

A last chapter studies quantitative considerations leading to a choice of the characteristics of synchronization logic parameters on the aground and to the choice of a good code of synchronization.

Result tables allow to appreciate the influence of some adjustments versus the signal/noise ratio and the choice of the optimal codes facilitated by the tabulation of their autocorrelation coefficient.

SOLUTIONS OF THE VAN DER POL EQUATION, by L. SIDERIADES, *Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille.* L'Onde Electrique, October 1965 (pages 1216 to 1224).

The possibility is demonstrated, solely in the condition where the frequency ω of the sinusoidal generator is closed to the fundamental frequency ω_1 of the system in the free state, of the combination of free oscillations and controlled oscillations in the form of a linear superimposition. The free oscillations operate continuously on the transitory state of the forced oscillations and may even, in certain cases and according to certain initial conditions, give rise to combined oscillations which are stable in amplitude. This latter phenomenon corresponds to a linear beat, when the beating of the superimposed oscillations alone, where there is a limiting cycle, correspond to a non-linear condition. A plane interpretation and then a spatial interpretation is given of these results.

Colloque International sur les Techniques des Mémoires *

APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS AUX TECHNIQUES DES MÉMOIRES **

PAR

P. AIGRAIN

Docteur ès sciences
Directeur des Enseignements Supérieurs au Ministère de l'Education Nationale
Directeur scientifique à la Direction des Recherches et Moyens d'Essais

Monsieur le Président, Mesdames, Messieurs,

Faire un exposé de synthèse est généralement assez difficile car il faut essayer de ne rien oublier. Dans le cas particulier de l'exposé que j'ai à donner, il risque au contraire d'être extrêmement facile ou alors totalement insoluble.

Dans un cas comme dans l'autre, les tâches du conférencier sont toutes simplifiées. En effet, on pourrait résumer le sujet de l'application des semiconducteurs aux techniques des mémoires en disant qu'elles sont partout, car une mémoire est un ensemble qui, en dehors du point mémoire lui-même, comprend toujours toute une série de circuits associés contenant nécessairement des dispositifs à semiconducteurs ; d'autre part, le point mémoire lui-même comprend fréquemment, selon les techniques employées, des dispositifs à semiconducteurs qui remplissent des tâches annexes, diodes par exemple associées à des systèmes à tores ou autres.

Il est évident que si l'on voulait traiter dans son ensemble le problème de l'emploi des dispositifs à semiconducteurs dans les mémoires, en y incluant tous les dispositifs d'attaque, de lecture, de décodage, etc., on se trouverait devant une tâche insoluble et je crois qu'un exposé de synthèse sur cette question serait presque impossible. Nous nous souviendrons simplement que ces problèmes existent, qu'il est extrêmement fréquent que des mémoires à tores, par exemple, soient attaquées par des systèmes à transistors suivis de matrices de décodage à diodes et que, bien entendu, s'il n'y avait pas les semiconducteurs pour faire marcher tout le système, l'emploi du point mémoire constitué, par exemple, par un morceau de ferrite en deviendrait impossible.

D'un autre côté, quand on parle de mémoires, on pense fréquemment au point mémoire lui-même, au phénomène physique qui est impliqué dans le fait qu'en un certain point de l'espace il y a quelque chose qui est capable de garder une mémoire. Si nous regardons les systèmes actuels et que nous cherchons dans quel dispositif on a utilisé pour cela une propriété due à la semiconductivité, on s'aperçoit qu'il y en a très peu à l'heure présente ; de telle sorte que le sujet de cette conférence qui était pléthorique si on le prenait sous l'aspect « application des semiconducteurs dans les techniques de mémoires » tendrait à devenir vide si on parle d'une application des semiconducteurs aux points mémoires eux-mêmes.

Toutefois, je voudrais essayer de présenter quelques possibilités d'avenir qui, si elles n'ont pas encore conduit à des réalisations pratiques en série aussi importantes que les mémoires à tores, ou à films minces magnétiques, ou à supra-conducteurs etc., pourraient peut-être aider à résoudre certains problèmes dans quelques années. Ma tâche est évidemment un petit peu plus compliquée encore du fait que l'un des modes d'emploi des semiconducteurs dans les mémoires, fait appel aux techniques d'optoélectronique dont je pense qu'il convient que je ne parle pas puisque le prochain exposé de synthèse est précisément consacré à cette question ; je le mentionne simplement pour être complet, je pense personnellement que l'emploi des semiconducteurs dans les dispositifs mémoires du type optoélectronique est probablement l'une des questions les plus importantes. Si je n'en parle pas, c'est uniquement pour définir mon sujet de manière à ne pas empiéter sur les exposés donnés par d'autres conférenciers. Ce n'est pas un jugement de valeur quant à cette technique qui possède certainement d'énormes avantages.

* Les Editions CHIRON, 40 rue de Seine, Paris-VI[e], ont été chargées de la publication des actes du Colloque dans leur langue originale.

** Conférence prononcée le 5 avril 1965 à la séance inaugurale du Colloque et enregistrée sur bande magnétique.

Or la question qui se pose à nous est : comment pouvons-nous utiliser des phénomènes liés à la semiconductivité pour garder la mémoire d'un état ? On se souviendra, bien entendu, que pour avoir une mémoire utilisable il faut être capable d'inscrire quelque chose dans cette mémoire en un temps court et avec une dépense d'énergie aussi faible que possible, qu'il faut pouvoir garder cette mémoire en consommant aussi peu d'énergie que possible, et si possible pas du tout, qu'il faut être capable de lire cette mémoire le plus rapidement possible et qu'enfin il serait très commode, dans beaucoup de cas, qu'on puisse, à la lecture, tirer de la mémoire une énergie au moins égale à celle qui pourrait servir à réinscrire quelque chose dans la même mémoire.

Eh bien ! ce sont des conditions très difficiles à satisfaire par des dispositifs à semiconducteurs. En effet, l'une de ces conditions me semble, dans l'état actuel de la question, totalement inaccessible. On peut distinguer deux sortes de mémoires, celles dans lesquelles, pour garder l'état de la mémoire au repos, il n'est pas nécessaire de dépenser de l'énergie; il faut alors nécessairement faire appel à un phénomène physique qui présente une hystérésis dans le sens le plus général de ce terme, et cette hystérésis est fréquemment magnétique mais cela pourrait être aussi bien une hystérésis ferroélectrique. Cela pourrait être, et cela est dans certaines mémoires utilisées expérimentalement, l'hystérésis entre le champ appliqué et l'induction dans les supraconducteurs ; cela pourrait être et c'est fréquemment, bien entendu, l'hystérésis mécanique de certains dispositifs : par exemple un simple commutateur a évidemment une mémoire qui est d'origine purement mécanique. Or, les phénomènes qui ont leur siège dans les semiconducteurs ne présentent pas en eux-mêmes cette caractéristique. Il est vrai que certains phénomènes de surface peuvent avoir des constantes de temps très importantes, il s'agit de constantes de temps, il ne s'agit pas véritablement d'une hystérésis permanente, ils ne sont pas directement utilisables pour faire des mémoires pratiques. Donc les points-mémoires à semiconducteurs demandent nécessairement une source d'énergie pour fonctionner et, en cas d'arrêt de cette source d'énergie, la mémoire est perdue. Il n'est pas évident que ce vice soit rédhibitoire. La consommation d'énergie nécessaire pour le fonctionnement d'un point n'est pas nécessairement très élevée, quant à la capacité de retrouver dans la mémoire, après un arrêt momentané de la machine, ce qui était inscrit dessus, il faut bien reconnaître que, même lorsqu'elle existe en principe, elle est rarement utilisable en pratique, les transitoires qui accompagnent la remise en marche étant généralement de nature à perturber l'information qui se trouve sur les points-mémoires : donc ce vice n'est pas rédhibitoire, mais il existe. Il se traduira nécessairement, dans le cas du système miniaturisé, par un problème de refroidissement de la mémoire qui consomme de l'énergie. Si on en consomme dans un petit volume, il faut l'éliminer et cela va coûter cher en dispositifs de refroidissement. Si on admet que ce vice n'est pas rédhibitoire, alors on trouve non pas une, mais un très grand nombre de solutions, et si elles ne sont pas appliquées largement, cela tient avant tout à ce qu'on n'est pas du tout obligé de faire avec des semiconducteurs ce que l'on peut faire sans eux et parfois mieux. Il y a des solutions concurrentes qui sont parfois bien meilleures. Cependant il peut être intéressant de regarder les solutions possibles de manière à juger si, en améliorant certaines d'entre elles, même non compétitives à l'heure actuelle, elles sont susceptibles de le devenir dans le futur. Le point mémoire simple qui nécessite une source d'énergie extérieure est évidemment un dispositif non linéaire dont la caractéristique courant-tension n'est pas monotone, de telle sorte qu'une ligne de charge bien choisie peut conduire à deux états d'équilibre, il faut pour cela avoir quelque part dans cette caractéristique une résistance négative. On peut donc utiliser des éléments possédant une caractéristique courant-tension soit du type à maximum de courant soit du type dual dans lequel la caractéristique est multivaleur en tension au lieu de l'être en courant.

Dans un cas comme dans l'autre, l'utilisation d'une ligne de charge bien choisie, tension d'alimentation ici, peut conduire à deux états d'équilibre stable, plus un état instable qui ne présente pour nous qu'un intérêt limité ; en appliquant une surtension momentanée, on peut passer de l'état à faible tension à l'état à forte tension ou vice versa.

Il se trouve que de nombreux phénomènes de semiconductivité conduisent à des caractéristiques d'un type ou de l'autre. Une remarque importante lorsque l'on a affaire à des caractéristiques de ce genre : pour qu'un dispositif d'une certaine taille, dans lequel les courants et les tensions sont d'un ordre de grandeur utilisable, puisse avoir une caractéristique de ce genre, il faut soit qu'il soit très plat si la caractéristique est du type à maximum de courant (par très plat je veux dire que la partie active peut avoir une certaine surface et que la distance entre les deux extrémités de la partie active doit être très faible), si l'on a affaire à une caractéristique où, à chaque tension, correspond un courant et un seul ; tandis que si l'on a affaire à une caractéristique où, à chaque courant, correspond une différence de potentiel déterminée, il convient que le dispositif ait la forme d'un mince filament. Pourquoi ? Eh bien ! parce que si ces conditions ne sont pas satisfaites, on trouve que l'état le plus stable du dispositif n'est pas celui dans lequel la différence de potentiel est homogène sur le système. Il est com-

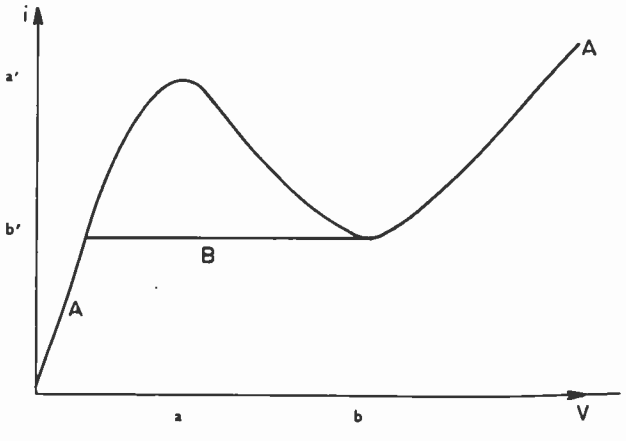


FIG. 1.

mode de regarder, par exemple, le cas d'un dispositif ayant une certaine surface, une certaine aire, et dont la caractéristique *I-V* serait du type de la courbe *A* (fig. 1). Dans le cas, n'importe qu'elle différence de potentiel comprise entre les deux limites *ab* peut conduire à n'importe quel courant compris entre les deux limites *a'b'* à condition que la densité de courant à travers les dispositifs ne soit pas homogène sur toute la surface. Par exemple, si nous avons un courant moyen qui a la valeur i_c, il est possible, certes, de l'obtenir avec la différence de potentiel V_c, mais, il est également possible de l'obtenir en décomposant ce dispositif en deux domaines, l'un qui fonctionne à la densité de courant i_a, l'autre qui fonctionne à densité de courant i_b. La question qui se pose est alors qu'elle est la situation la plus stable ? Eh bien ! la réponse a été donnée, il y a fort longtemps, la première fois qu'on est tombé sur un phénomène physique de ce type. La situation la plus stable est celle qui conduit à la production d'entropie minimale, c'est-à-dire celle pour laquelle, pour un courant donné, la différence de potentiel est la plus faible et la caractéristique observée a alors la forme de la courbe *B*. Elle ne présente plus de résistance négative. On peut faire le raisonnement dual du cas précédent pour montrer que, de la même manière, si la caractéristique initiale est du type à maximum de tension la caractéristique observée sera celle de la figure 2, courbe *B*, dès que le

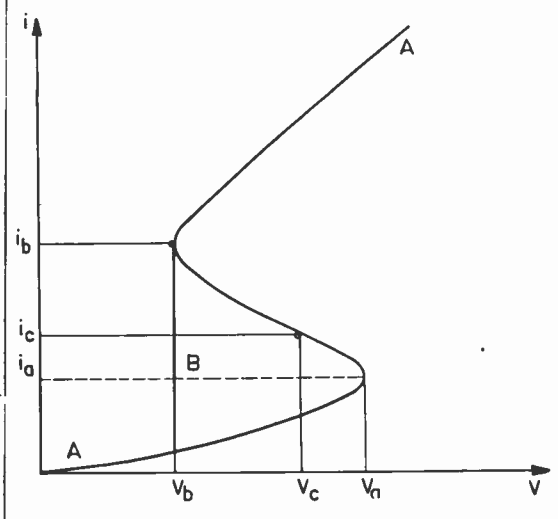


FIG. 2.

dispositif peut se décomposer en domaines longitudinaux dans le sens des différences de potentiel appliquées. Je rappelle que ce que je viens de faire là c'est la théorie de la stabilisation de courant par une résistance fer-hydrogène dont la caractéristique *I-V* serait de ce type si le fil de fer ne se décomposait pas en régions chaudes et froides. Cela explique que, malgré le grand nombre de phénomènes auxquels on pourrait faire appel, il n'y en a que peu qui soient utilisables.

Par exemple, du premier type, nous trouvons la diode tunnel ; la diode tunnel est un parfait exemple d'un dispositif ayant une caractéristique *I-V* telle que celle de la figure 1 mais, cela tient à ce que, dans la diode tunnel, la partie active, la région de jonction, est d'une dimension suffisamment faible pour que sa décomposition en domaines longitudinaux soit impossible.

Dans la deuxième catégorie, nous pouvons trouver toute une série de phénomènes mais en général la caractéristique *I-V* n'est pas aussi propre que l'on pourrait l'attendre, précisément parce que ce phénomène est toujours présent au moins à une certaine échelle. Un des exemples les plus connus est celui du Cryosar. Je rappelle que dans le Cryosar nous faisons appel au phénomène suivant : nous avons un semiconducteur compensé, à une température suffisamment basse pour que les porteurs libres soient gelés sur les impuretés. L'application d'un champ électrique suffisamment élevé peut exciter à une énergie relativement importante les quelques électrons libres qui, par ionisation cumulative, vont exciter tous les électrons piégés et, par conséquent, on va tomber sur une caractéristique de haut courant au-delà d'une certaine tension. Cela devrait conduire à des résistances négatives de très grande amplitude ; en réalité, celles qui sont observées ne couvrent qu'une petite partie de la gamme attendue et s'il reste une petite pointe qui est utilisée en pratique, cela tient simplement à ce qu'il existe un domaine de dimension minimale en deçà duquel la densité de courant local ne suffit plus à déterminer la différence de champ électrique local, de telle sorte qu'on ne peut pas décomposer, par la pensée, le matériau dans le domaine de taille infiniment petite ; alors le plus petit domaine possible conduit à un certain accroissement de courant qui est celui qu'on observe.

Et en dehors du Cryosar qui a été effectivement utilisé, on peut signaler un deuxième mécanisme qui conduit, lui aussi, à une caractéristique *I-V* de ce genre ; c'est celui qui a été mis en œuvre dans ce que les chercheurs du Lincoln Laboratory ont appelé le « Madistor » et je rappelle en quoi il consiste. Si l'on prend une diode *PN* utilisant un semiconducteur dans lequel le rapport des mobilités électroniques et des mobilités de trou est très élevé, si cette diode est réalisée avec une base de type *P* très longue, on observe une résistance négative dans la caractéristique directe. L'origine en est la suivante : les électrons injectés vont considérablement réduire la résistance de base, mais les premiers électrons injectés tendent à se piéger sur des dépôts profonds; ce n'est donc que quand on a saturé ces pièges, ce qui implique une certaine densité de courant, que les autres électrons peuvent passer librement et, comme leur mobilité est très élevée, la résistance correspondante est très faible. Cela conduit à une caractéristique du type à maximum de tension. A nouveau cette caractéristique peut être, dans ce cas particulier, très marquée. Elle peut atteindre une grande amplitude mais pas du tout le genre d'amplitude que l'on pourrait attendre si la totalité de la base était rendue conductrice. Ce n'est qu'un mince filament qui est rendu conducteur ; ce filament ne peut cependant pas être de section nulle car les phénomènes de diffusion des porteurs injectés vers les régions voisines joueraient alors un rôle important.

Nous voyons donc que le nombre de phénomènes, auquel nous pouvons faire appel en pratique, est li-

mité, il y en a peut-être d'autres. Je signale que des résistances négatives, dont certaines sont encore mal expliquées, ont fréquemment été observées dans les semiconducteurs toutes les fois qu'on applique des champs électriques intenses suffisants pour que l'équilibre thermodynamique des porteurs soit notablement modifié. Quantitativement, on peut donner cette règle : toutes les fois que le produit de la mobilité des porteurs par le champ électrique appliqué, ce qui correspond à la vitesse qu'auraient ces porteurs en l'absence d'effets non linéaires, devient de l'ordre de grandeur de la vitesse du son dans le matériau, les caractéristiques d'un morceau de semiconducteur deviennent violemment non linéaires et il est fréquent que la théorie prévoie des résistances négatives. Il est fréquent également qu'on les observe, pas toujours dans les cas où la théorie les prévoit d'ailleurs, mais de toute façon l'amplitude de ces résistances négatives, l'amplitude de l'excursion en tension ou en courant sont généralement trop faibles pour pouvoir conduire à des mémoires très utilisables. J'insiste d'ailleurs sur l'importance de cette amplitude de l'excursion en tension, en valeur relative. La puissance moyenne consommée par un point mémoire est évidemment le produit de la valeur moyenne de I par la valeur moyenne de V, et si nous avons affaire à une caractéristique qui possède juste un petit zig-zag, il faudra mettre beaucoup de puissance dans la mémoire pour n'en tirer que très peu de puissance à la lecture. En tout état de cause, ce type de mémoire à résistance négative est, comme le savent bien les fabricants de machines, difficile à utiliser parce qu'une telle mémoire demande, pour l'inscription ou l'effacement, une puissance qui est, en principe, supérieure à celle que l'on peut en tirer à la lecture. Le facteur de l'étalement est inférieur à l'unité. Cela a conduit à la découverte d'une quantité d'astuces qui permettent de combiner plus ou moins de tels points-mémoire avec des systèmes à diodes pour obtenir, d'une manière ou d'une autre, une lecture plus facile ; il serait fastidieux, et il sortirait du cadre d'un tel exposé, de rentrer dans la description de tels systèmes.

Ce que je voudrais suggérer c'est que des solutions intéressantes pourraient être trouvées dans l'association de tels points-mémoire avec des éléments simplement non réciproques et, sans rentrer dans la théorie d'un tel dispositif, je voudrais signaler un cas particulier très simple qui peut constituer un bon exercice de cours pour un cours sur les circuits non linéaires et non réciproques où on associe un triangle d'un matériau montrant un effet Hall important avec un dispositif à résistance négative, par exemple une diode tunnel (fig. 3). Je ne représente pas ici les connexions de polarisation ; bien entendu, rien n'empêcherait de faire cette diode tunnel sur le matériau lui-même si les conditions de température sont comparables. Un tel dispositif, c'est très facile à voir, peut fonctionner dans la gamme linéaire, donc dans la gamme où on n'a qu'un état stable, de telle manière qu'il se comporte comme un amplificateur unidirectionnel ; si on applique une tension à l'entrée, on la retrouve amplifiée à la sortie, mais si on applique une tension à la sortie, on peut ne rien avoir à l'entrée. Cela est dû au fait que la plaquette à effet Hall avec un champ magnétique d'ensemble est ici un élément non

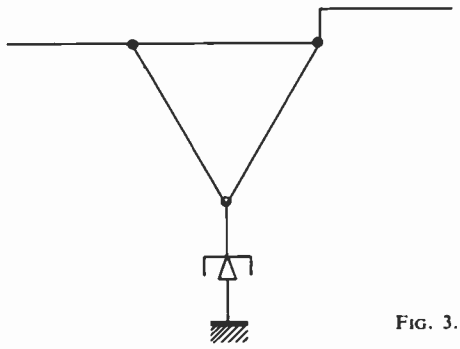


FIG. 3.

réciproque et que les éléments non diagonaux de la matrice impédance de ce quadripôle peuvent être compensés pour l'un d'entre eux et, au contraire, s'ajouter aux éléments non diagonaux du quadripôle en série, pour l'autre. Un tel appareil me semble susceptible d'emploi comme amplificateur, il a été réalisé et permet des performances intéressantes dans la gamme des très hautes fréquences. Si on choisit les conditions de polarisation pour que l'on ait deux états d'équilibre stable et non plus un, on s'aperçoit qu'une partie des propriétés d'unidirectionalité subsiste et qu'il est possible de contrôler ce point-mémoire à l'inscription d'un côté, avec des puissances beaucoup plus faibles que celles qu'on peut en tirer à la lecture, de l'autre côté. Je ne crois pas que cela soit un cas unique, il y a une quantité d'associations de dispositifs non réciproques parmi lesquels l'effet Hall dans les semiconducteurs apparaît comme un choix extrêmement intéressant, et une quantité d'éléments à résistances négatives qui peuvent présenter les mêmes caractéristiques.

Maintenant, une autre manière de s'en tirer est d'abandonner les dispositifs à deux points seulement et de passer à des dispositifs à plus de deux points. Les dispositifs optoélectroniques tombent dans cette dernière catégorie, mais sans aller jusqu'à l'optoélectronique, je voudrais rappeler les possibilités encore inexploitées, mais considérables, des dispositifs du type Madistor que nous avons vu ici. Il suffit pour cela d'associer à chaque jonction non plus un contact de base mais deux ou dix. Dans ce cas, les chercheurs du Lincoln ont montré qu'on pouvait établir un filament tel que celui de la figure 4 et que l'applica-

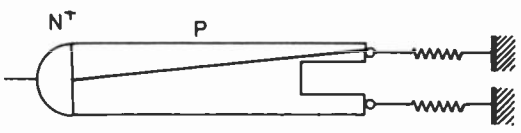


FIG. 4.

tion d'un champ magnétique de très faible valeur pendant un temps court pouvait déplacer ce filament d'un point de contact à l'autre. On a ici un élément-mémoire dans lequel l'inscription peut être réalisée par quelques tours d'un bobinage magnétique convenablement placé et dans lequel la lecture, elle, peut être permanente et on a ici un gain en puissance qui peut être considérable. J'ajoute que cet élement qui se prête

très bien à la réalisation de mémoires à plus de deux valeurs et même à celle de commutateurs ayant une dizaine de points par exemple, peut être également très intéressant.

La lenteur que l'on reproche parfois aux méthodes de contrôle magnétique ne semble pas être une critique très valable ; en ce cas, les cadences de commutation semblent pouvoir être relativement élevées, certainement très utilisables pour des calculateurs de faibles dimensions dans lesquels la possibilité de travailler directement en système décimal pourrait imposer cet élément comme quelque chose de très utile. Bien entendu, cet élément est, en réalité, très ambitieux ; il n'est même plus à deux points, il en a quatre, c'est-à-dire que les bandes d'entrée et de sortie sont totalement indépendantes et les possibilités d'emploi logique, comparables à celles qu'offrent les systèmes d'optoélectronique qui sont les seuls avec le madistor et les relais à ne pas avoir de point commun entre entrée et sortie et par conséquent à se prêter à des réalisations de logique parfois extrêmement évoluées.

Je crois que je ne serais pas complet si je n'indiquais pas quand même une autre méthode qui est la plus ancienne façon de réaliser un point-mémoire électronique qui ait été utilisée, c'est-à-dire le bon vieux multivibrateur, plutôt la bonne vieille bascule, qui constitue un excellent point-mémoire. Je rappelle que les premiers calculateurs, après tout, n'utilisaient comme mémoire que des bascules à tubes à vide et, bien sûr, on peut les faire avec des éléments à semiconducteurs. La mémoire-bascule a été un peu oubliée parce qu'elle est coûteuse, complexe et que le point-mémoire contient beaucoup d'éléments, mais la situation pourrait très notablement changer si ces éléments actifs et passifs pouvaient tous être réalisés par une technique, mettons, de couche mince. Il y a évidemment là aussi une grande variété de méthodes qui sont utilisables, mais citons simplement que des bascules du type TFT, du type transistors à effet de champ en couche mince peuvent très facilement être réalisées uniquement par des techniques d'évaporation et alors, à ce moment là, on a un point mémoire qui, s'il est complexe du point de vue de son schéma, pourrait cependant être petit et bon marché. Bien sûr, le TFT, tel que nous le connaissons, est un élement lent, d'autre part, c'est un élément dont la reproductibilité en grande série industrielle est, pour le moins, douteux à l'heure actuelle, mais j'ai déjà dit que je me plaçais dans un contexte résolument prospectif, constatant, d'ailleurs, qu'actuellement la seule mémoire où le point-mémoire lui-même soit basé sur un phénomène de semiconductivité, et qui est largement utilisé, est la mémoire à diode tunnel.

Je voudrais simplement, pour terminer rapidement, indiquer que je n'ai pas ouvert ici un domaine qui pourrait être intéressant, c'est celui de l'utilisation de certains phénomènes de semiconductivité pour lire l'état magnétique ou l'état électrique de mémoire du type ferromagnétique ou supraconducteur ou de mémoire à ferroélectrique. C'est surtout dans le cas où une mémoire à ferroélectrique correcte pourrait être mise au point, c'est-à-dire où les problèmes de disparition spontanée de la polarisation dans les ferroélectriques pouraient être résolus, que la lecture de l'état d'un tel ferroélectrique par l'effet de champ d'une couche mince semiconductrice appliquée au contact, apparaîtrait comme une méthode extrêmement intéressante permettant en effet une lecture non destructive. L'effet Hall a, bien sûr, déjà été proposé et utilisé pour la lecture de mémoires de type magnétique et peut présenter le même avantage, à ceci près toutefois, que, du point de vue de la puissance de sortie, l'effet Hall est très inférieur à l'effet de champ.

Colloque International sur les Techniques des Mémoires

LES CÉRAMIQUES MAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS DE MÉMOIRE *

PAR

R. VAUTIER

Directeur Scientifique au C.N.R.S.

1. Introduction

Dans cette série d'exposés consacrés aux phénomènes fondamentaux que l'on peut utiliser pour réaliser des mémoires, le magnétisme occupe une place particulière puisqu'à l'heure actuelle, à quelques rares exceptions près peut-être, toutes les mémoires en service sont des mémoires magnétiques. Les mémoires de grande capacité sont toutes des mémoires magnétiques, qu'il s'agisse de tambours, de bandes ou de disques. Dans le domaine des mémoires à accès rapide, peu d'autres réalisations ont remplacé jusqu'à présent les mémoires matricielles à tores de ferrite.

Beaucoup de raisons peuvent expliquer cet état de choses :

— l'enregistrement magnétique a montré ses qualités dans d'autres domaines où il est d'usage courant et sans concurrent, ayant supplanté les autres procédés;

— une mémoire magnétique peut conserver une information sans aucune limitation de durée et sans aucune consommation d'énergie ;

— l'écriture et la lecture sont aisées car on passe facilement d'une variable électrique à une variable magnétique et réciproquement ;

— le développement de matériaux ayant des propriétés bien adaptées (forme du cycle d'hystérésis, valeur de B_r et de H_c) a été relativement facile ;

— dans le cas des mémoires à accès rapide, le fait d'utiliser un champ magnétique comme grandeur de commande permet de faire commodément des matrices d'éléments mémoire en employant la technique des courants en coïncidence. Cette technique permet de réaliser simultanément les opérations de sélection et d'écriture ou de lecture ;

— la fiabilité des mémoires magnétiques s'est toujours révélée d'un degré élevé, leur maintenance étant réduite au minimum, caractères communs à tous les dispositifs magnétiques.

Nous allons d'abord examiner rapidement le cas des mémoires de grande capacité et celui des mémoires permanentes ou semi-permanentes, le problème le plus important étant, semble-t-il, celui des mémoires à accès rapide, que nous verrons plus en détail.

2. Mémoires de grande capacité

Le principe de l'opération restant le même, ce n'est que par la nature du support et la conception mécanique que diffèrent les tambours, les disques et les bandes magnétiques, la capacité de la mémoire crois sant dans cet ordre et le temps moyen d'accès augmentant avec la capacité.

Quelques chiffres donneront une idée des performances réalisées actuellement. La densité linéaire d'enregistrement sur une piste peut varier entre une centaine de digits binaires par centimètre à plus de 300 par centimètre. Les vitesses linéaires de lecture varient approximativement entre 1 m/s et 5 m/s. A titre d'exemple, une bande magnétique peut avoir 9 pistes parallèles. Sept pistes enregistrent les informations sous forme de caractères de sept digits et deux pistes sont réservées à des opérations de contrôle. Sur cette bande de 730 mètres de longueur, avec une densité de 315 mots/centimètre, on peut ainsi stocker 20 millions de caractères de 7 digits chacun, soit 140 millions de digits, qui sont lus à la vitesse de 90 000 caractères par seconde.

Les tambours magnétiques ont une capacité plus petite, par exemple 1 à 14 millions de digits suivant le modèle, mais leur temps d'accès est court, 10 ms et même moins. Il existe des mémoires à disques commerciales ayant une capacité supérieure à 3 500 millions de digits. Rappelons l'existence de cartes magnétiques, de capacité pratiquement illimitée également.

Les valeurs indiquées ci-dessus correspondant à du matériel commercialisé, on peut essayer de chiffrer

* Conférence prononcée le 5 avril 1965 à la séance inaugurale du Colloque.

les performances maximales possibles. Indépendamment de la granulométrie du matériau magnétique utilisé, on peut admettre comme évident qu'il est impossible d'établir une variation de l'aimantation longitudinale plus rapide que celle qui produirait un champ démagnétisant longitudinal égal au champ coercitif du matériau. La densité d'enregistrement par unité de longueur fait donc intervenir le rapport H_c/B_r qui doit être aussi élevé que possible. De ce point de vue, les oxydes magnétiques sont plus avantageux que les alliages à cause de leur aimantation relativement basse. On peut calculer une densité limite en fonction de l'épaisseur. On trouve ainsi, pour un oxyde usuel ($H_c = 250$ Oe, $B_r = 800$ G), une densité de 440 bits par centimètre pour une épaisseur de 10μ [1]. Théoriquement, il est possible d'obtenir beaucoup mieux, car on connaît des matériaux ayant des champs coercitifs beaucoup plus élevés. Mais le champ nécessaire à l'écriture serait aussi beaucoup plus élevé. De plus, ce calcul ne tient pas compte des limitations provenant des têtes de lectures. On voit donc, somme toute, que le matériel actuel ne doit pas être loin des performances limites. Par ailleurs, on ne voit guère quel autre principe permettrait de réaliser des mémoires capables de supplanter ces appareillages éprouvés.

3. Mémoires permanentes et semi-permanentes

Toutes les mémoires magnétiques sont des mémoires permanentes, en ce sens qu'une information quelconque peut être conservée pendant un temps illimité sans le secours d'aucune source d'énergie. En fait, il semble qu'en pratique, les mémoires que l'on appelle permanentes ou semi-permanentes sont des mémoires dans lesquelles la lecture aléatoire d'une information est possible et très rapide, alors que l'opération d'écriture est incomparablement plus longue. Les temps correspondants sont, par exemple, une microseconde et une seconde, l'écriture étant généralement faite par une opération manuelle. Lorsqu'elles utilisent des ferrites ces mémoires n'ont pas demandé la mise au point de matériaux spéciaux, leur conception étant voisine de celle des mémoires à accès aléatoire. Leur développement est assez récent et résulte de la remarque que lorsqu'un programme doit être conservé d'une manière permanente dans un calculateur, il n'y a aucun intérêt à utiliser une mémoire rapide à l'écriture comme à la lecture, pour le conserver. On peut donc, en sacrifiant la vitesse d'écriture, gagner sur le prix, la capacité de la mémoire ou la vitesse de lecture. Ce genre de mémoire offre un intérêt particulier pour certaines applications spéciales telles que les autocommutateurs électroniques de centraux téléphoniques, mais il est probable que leur emploi dans les calculateurs universels se développera.

4. Principe des mémoires à accès rapide

Voyons maintenant quels sont les problèmes importants dans la réalisation des mémoires à accès rapide en calcul digital.

1° L'inscription et la conservation des chiffres binaires 0 et 1 sont liées à la stabilité des états d'aimantation $-B_r$ et $+B_r$ du matériau, c'est-à-dire à la forme rectangulaire du cycle d'hystérésis. La forme de ce cycle étant sensible à l'existence d'un champ démagnétisant (fig. 1), on doit éviter ce dernier. Ce qui est important, en effet, n'est pas le cycle d'hystérésis du matériau, mais le cycle d'hystérésis de l'élément mémoire. De même, pour l'utilisateur, le champ magnétique nécessaire a moins de signification que le courant nécessaire.

L'absence de champ démagnétisant est réalisée de la manière la plus simple possible avec un noyau torique qui est l'élément mémoire actuellement le plus répandu. L'absence de champ démagnétisant a aussi

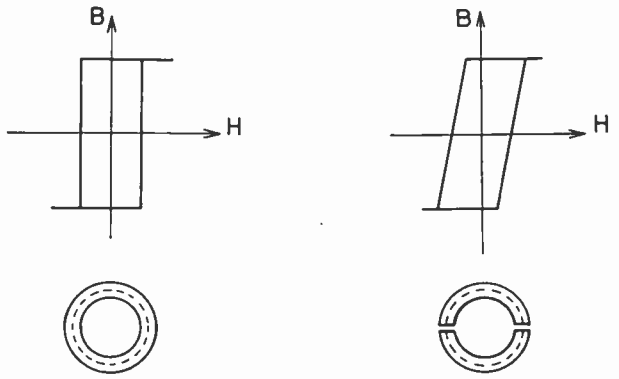


FIG. 1. — Cycles théoriques d'échantillons toriques sans et avec entrefer.

un autre avantage : elle évite des interactions possibles entre les éléments mémoires voisins. Cependant, à côté du champ démagnétisant macroscopique dépendant de la forme de l'échantillon, il faut faire intervenir également les champs démagnétisants microscopiques liés à la porosité de l'échantillon.

Le cycle d'hystérésis d'un élément torique est déformé encore pour une autre raison : à cause de l'épaisseur radiale du tore, le champ magnétique ne peut pas être uniforme dans tout le volume du matériau (fig. 2).

2° Depuis qu'il a été décrit en détail par FORRESTER [4], le montage des éléments mémoires en matrices a été universellement adopté. Les avantages en sont évidents : économie des sources de courants, combinaison de l'opération d'adresse ou de sélection avec les opérations d'écriture et de lecture. Mais ces avantages se paient de quelques inconvénients. Le premier inconvénient est que la valeur du champ de commande est alors liée d'une façon étroite au champ coercitif des noyaux, ce qui limite la vitesse de fonctionnement. Par exemple, dans une matrice plane, l'impulsion de commande est produite par la coïncidence de deux impulsions, une sur le fil de ligne et une sur le fil de colonne, et le champ total appliqué est obligatoirement inférieur au double du champ coercitif.

Le deuxième inconvénient du montage en matrice est la création dans le fil de lecture de signaux parasites dus au basculement partiel des tores demi-sélectés sur la ligne et la colonne du tore sélecté, donc d'autant plus nombreux que la matrice est plus grande. La nécessité de pouvoir distinguer le signal utile « zéro » ou « un » dû au tore sélecté entraîne une

limitation sur les dimensions de la matrice, donc sur la capacité de la mémoire.

On rencontre ainsi les deux grandeurs qui constituent les objectifs principaux des spécialistes : augmentation de la capacité de la mémoire, augmentation de la vitesse de fonctionnement. Bien entendu, ces deux aspects sont indissociables d'un troisième, le prix de revient.

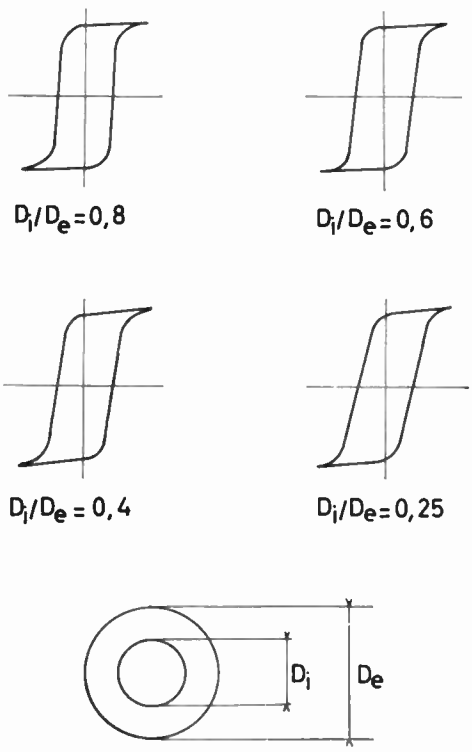


FIG. 2. — Influence de l'épaisseur radiale sur la forme du cycle d'hystérésis (d'après M. KORNETZKI et H. BURGER).

Dans quelle mesure et de quelle façon ces objectifs sont-il atteints ? Nous allons l'examiner brièvement.

5. Dimensions des matrices

Même si l'on admet une valeur élevée, par exemple égale à dix pour le rapport entre l'intensité du signal « un » et l'intensité du signal « zéro » délivrés par le tore sélecté et pour le rapport entre l'intensité du signal « un » et celle d'un parasite, on voit immédiatement que, pour que le signal puisse être reconnu sans précautions spéciales, les dimensions maximales de la matrice sont très limitées.

L'effet des parasites est déjà très réduit si on les oppose moitié à moitié dans le fil de lecture qui traverse tous les tores de la matrice et en faisant la lecture à l'instant où le rapport signal/parasite est le plus favorable. Le paramètre qui prédomine alors est la dispersion des noyaux, dispersion due en partie à la dispersion de fabrication et en partie au fait que les noyaux se trouvent dans des états magnétiques différents. Une technique permettant de réduire cette dispersion est de compliquer un peu les trains d'impulsions utilisés pour l'écriture ou la lecture de façon que les tores soient systématiquement remis dans des états bien définis, produisant toujours le même parasite. La capacité de la matrice peut alors être augmentée mais au détriment de la vitesse de fonctionnement.

On a proposé également d'effectuer la lecture en intégrant le signal $\int u dt$, ce qui donne une valeur nulle lorsqu'on s'arrange pour que les parasites correspondent au parcours d'un cycle fermé. Il ne semble pas que cette technique ait été utilisée.

6. Durée du cycle

On entend par là le temps total nécessaire pour réaliser une opération d'écriture et une opération de lecture. Dans le cas où la lecture détruit l'information, le temps de cycle doit comprendre la durée de réécriture. La durée du cycle dépend naturellement du temps τ d'inversion de l'aimantation. La loi connue [15] :

$$S_W = \tau\ (H - H_0)$$

où S_W est une grandeur caractéristique du matériau, montre immédiatement qu'une augmentation de H permettrait de réduire τ. Mais dans le montage classique en matrice où des courants en coïncidence sont utilisés pour l'écriture et la lecture, la valeur du champ que l'on peut appliquer, donc aussi la valeur de τ, est fixée par la valeur du champ coercitif. Les noyaux

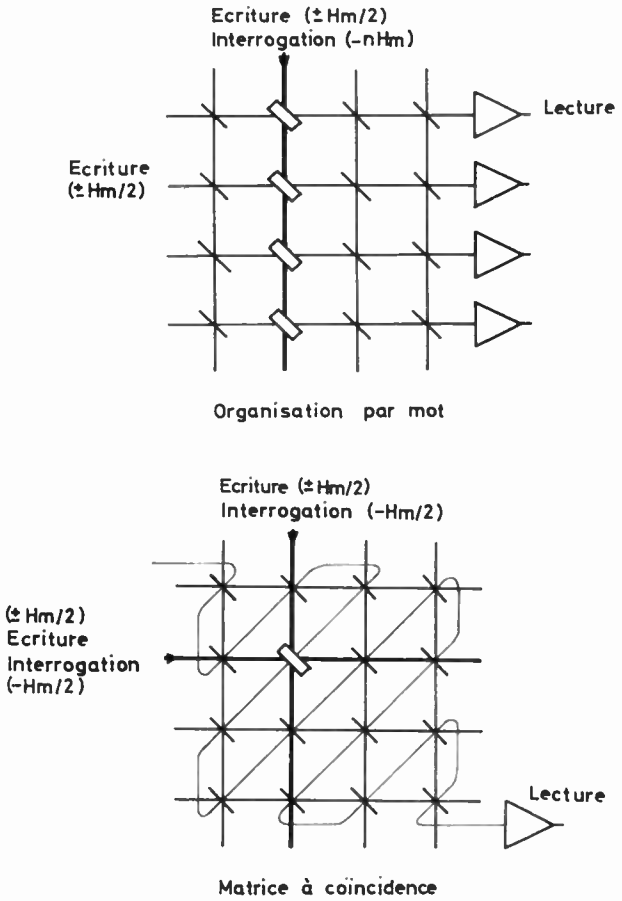


FIG. 3. — Modes de lecture.

couramment utilisés conduisent dans ces conditions à des cycles de quelques microsecondes. L'organisation de la mémoire « par mot » (fig. 3) ou système Cambridge représente un progrès du point de vue vitesse, car si l'écriture est toujours faite par coïncidence de deux courants, la lecture est faite en envoyant une impulsion unique dans tous les digits du mot, et tous ces digits sont lus simultanément en parallèle. L'impulsion de lecture n'est donc pas limitée en amplitude car elle ne perturbe aucun autre noyau, et le temps de lecture peut être très réduit.

La nécessité de réécrire l'information lorsque celle-ci est détruite par la lecture a suscité des recherches qui ont abouti à plusieurs méthodes de lecture non destructive.

Les dispositifs à plusieurs ouvertures ont fait l'objet de nombreuses publications. Les ouvertures de grandeurs identiques ou différentes forment des circuits magnétiques complexes et ont chacune une fonction bien définie. Ces dispositifs permettent de réaliser non seulement une lecture non destructive de l'information, mais aussi des opérations logiques. De très nombreux modèles existent (fig. 4): Transfluxor, Magnistor, Logicor, Laddic, Mad, Scansor, Male. Quelques-uns sont constitués de deux parties en matériaux différents.

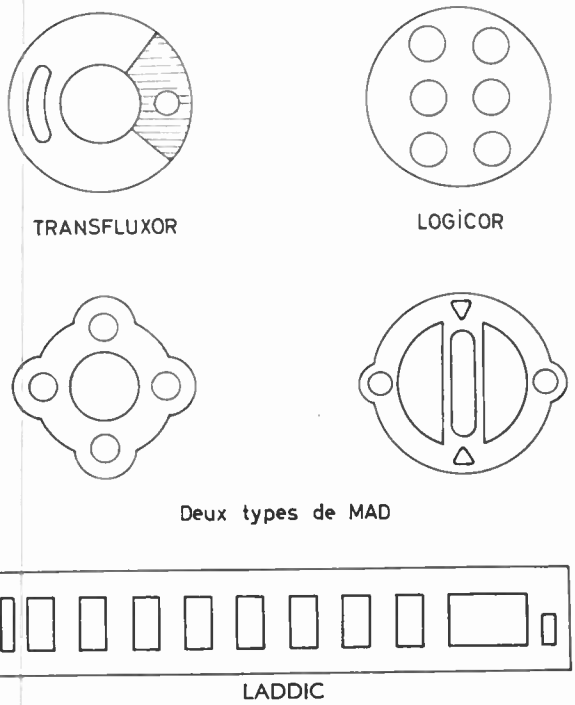


FIG. 4. — Eléments à plusieurs ouvertures

Une autre méthode de lecture non destructive consiste à provoquer, à partir d'un des états stables du noyau, une rotation réversible de l'aimantation en appliquant une impulsion de champ perpendiculaire à la direction initiale de l'aimantation. On recueille

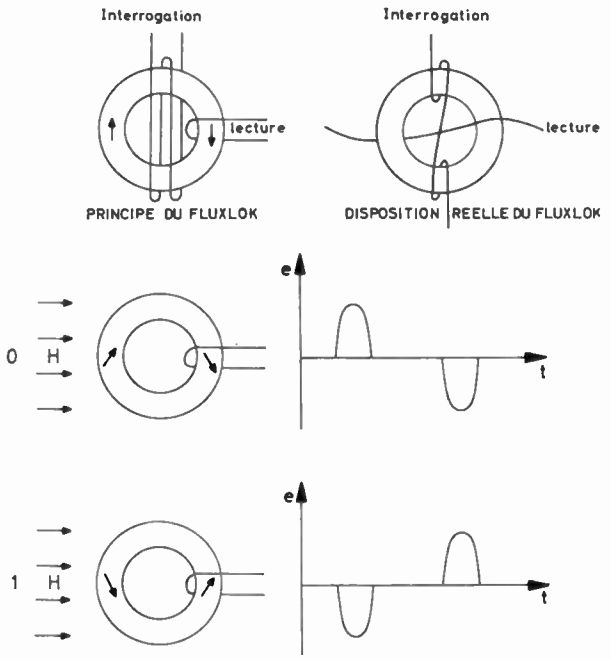


FIG. 5. — Lecture par rotation réversible : le Fluxlok utilise des noyaux ordinaires.

ainsi dans le fil de lecture une onde dont la polarité dépend du sens initial de l'aimantation. Le Fluxlok [8] utilise cette méthode (fig. 5) et permet une cadence de lecture de 10 MHz avec un niveau de sortie élevé ($\simeq 100$ mV). La réalisation la plus originale pour utiliser cette technique est sans doute l'élément BIAX [9] qui comporte deux trous perpendiculaires (fig. 6). Le flux autour de chaque trou doit passer dans la région commune de sorte qu'une variation du flux autour du trou d'interrogation produit une variation du flux circulant autour du trou mémoire (écriture-lecture). Les dimensions sont choisies pour que cette influence se traduise par une rotation réversible de M dans la région commune aux deux circuits. La rotation réversible est un phénomène extrêmement rapide qui autorise des vitesses de lecture élevées. Les publications antérieures à ce colloque font état d'une cadence de fonctionnement de deux mégahertz.

Il ne semble pas que les méthodes de lecture non destructive proposées par WIDROW et MCKAY aient été effectivement utilisées.

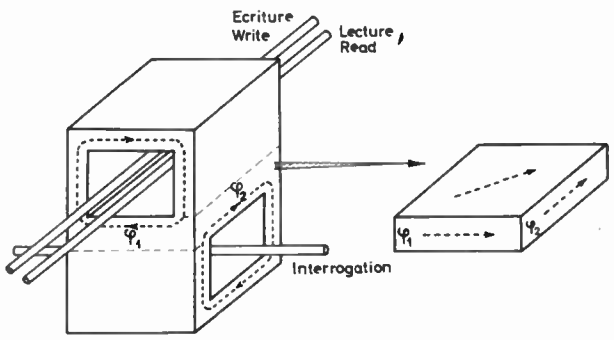


FIG. 6. — Elément mémoire Biax (1,25 × 1,25 × 2,1 mm)

Si une méthode de lecture non destructive permet d'économiser le temps de réécriture, il ne faut cependant pas oublier que, dans la durée du cycle, doivent être compris le temps de transmission des lignes, le temps d'amplification, le temps d'adresse et le délai de lecture, c'est-à-dire qu'une opération de lecture ne peut suivre immédiatement une opération d'écriture à cause du fort signal engendré dans le fil de lecture par l'opération d'écriture [5d]. Certains de ces temps dépendent des dimensions de la matrice. Un exemple type [6] montre qu'un temps d'inversion de 30 ns conduit pour la lecture seule à une durée de 150 ns dans une mémoire de 1 000 mots miniaturisée. On voit donc que, dans ces ordres de grandeurs, il n'y a intérêt à diminuer le temps de basculement du matériau que si l'on peut diminuer simultanément les autres temps qui interviennent dans le cycle total. De ce point de vue, la diminution des dimensions de l'élément mémoire est doublement intéressante car, d'une part, elle réduit la longueur de la ligne de force moyenne et permet donc d'appliquer un champ supérieur pour le même courant, et d'autre part elle permet de réduire les dimensions de l'ensemble, ce qui entraîne une diminution des temps de propagation. Pour fixer les idées, rappelons les chiffres proposés par RAJCHMAN [5d] : un courant d'un ampère est une valeur compatible avec les possibilités des transistors et des conducteurs. En utilisant la valeur $S_W = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ Oe·s qui est la plus basse signalée pour un ferrite ayant une bonne rectangularité, on obtient, pour un écartement d'un millimètre entre les éléments mémoire que l'on suppose assemblés de la façon la plus compacte possible, un temps de basculement de 100 ns et un temps de transmission de $N \times 10^{-11}$ s, N étant le nombre d'éléments sur la ligne. Le temps d'amplification, avec du matériel très bien adapté, peut être évalué à $N \times 10^{-11}$ s. Le temps d'adresse peut être négligé. Le délai de lecture est important. RAJCHMAN cite un délai de 1 μs pour une mémoire dont le cycle dure 5 μs.

En résumé, avec des éléments de taille inférieure au millimètre, en supposant une amélioration de 50 % sur la valeur du coefficient S_W, et en admettant qu'on puisse supprimer le délai de lecture par des techniques appropriées, une mémoire de 4 096 mots pourrait présenter un cycle de 100 ns.

On voit donc tout l'intérêt de la miniaturisation dans ce domaine. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire les dimensions de l'élément mémoire. La première idée qui vient à l'esprit est de réduire les dimensions des tores classiques. On peut utiliser effectivement des tores de diamètre extérieur $\simeq$ 0,55 mm et de diamètre intérieur $\simeq$ 0,25 mm. Une partie des conducteurs est obtenue par métallisation. On réalise un cycle complet de 250 ns avec des courants de commande de quelques centaines de milliampères. Le champ coercitif du matériau utilisé est $\simeq$ 1,5 Oe. On peut aller plus loin dans cette voie [6]. L'élément mémoire est une plaquette de 2 mm × 2 mm × 0,25 mm. Quatre trous d'un diamètre 25 μ et d'entraxes 50 μ sont percés au centre de l'élément par bombardement électronique pulsé. Les conducteurs sont réalisés en remplissant les trous par une pâte d'argent. La surface est ensuite métallisée et les connexions obtenues par gravure photochimique. La mémoire est réalisée suivant le mode d'organisation par mots avec deux éléments mémoire par élément d'information et lecture différentielle. Ce type d'organisation avait déjà été proposé pour les plaques à trous [5c]. Il présente beaucoup d'avantages, car étant moins exigeant sur le rectangularité du cycle d'hystérésis, il permet d'utiliser des matériaux présentant une constante de commutation S_W plus faible. La sécurité est en même temps beaucoup plus grande puisque la lecture est basée sur la polarité d'une tension et non sur sa grandeur, et que la détection d'une perturbation est immédiate. Les publications font état d'un cycle de 150 ns pour une mémoire de 1 000 mots.

Plus révolutionnaire encore est la réalisation des éléments en ferrites laminés et conducteurs enrobés

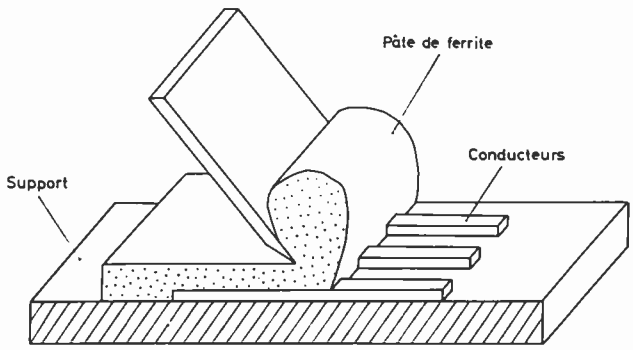


FIG. 7. — Mémoire à ferrite laminée

[7] (fig. 7). Les conducteurs sont obtenus en remplissant d'une pâte métallique les fentes d'un masque convenable appliqué sur un support en verre. Le masque est enlevé et une pâte de ferrite fluide est déposée, son épaisseur étant égalisée au moyen d'une raclette spéciale. Une fois sèche, la feuille de ferrite peut être « pelée » avec les conducteurs enrobés. Plusieurs feuilles de ferrite peuvent être empilées en croisant les conducteurs et l'ensemble est soumis au frittage. Dans la réalisation décrite, les conducteurs ont une section d'environ 30 à 50 μ sur 15 μ d'épaisseur et leur écartement est de l'ordre de 6/10 de millimètre. L'épaisseur finale des feuilles de ferrite est de quelques dizaines de microns. On peut espérer réaliser ainsi une mémoire de capacité supérieure à 10 millions de bits avec un cycle inférieur à 500 ns. Une difficulté de cette fabrication porte naturellement sur l'uniformité des propriétés du matériau magnétique. En réalité, il semble que ce soit la fabrication des conducteurs qui est la plus délicate.

Une technique assez différente, employant le moulage au lieu du laminage, a conduit à la mémoire « Flûte » (fig. 8) [3]. Exploitable avec des temps de cycle lecture-écriture de 250 ns, cette mémoire présente l'avantage essentiel de permettre l'élimination des éléments défectueux et leur remplacement.

Malgré la réduction des dimensions, donc de la quantité de matériau constituant l'élément mémoire,

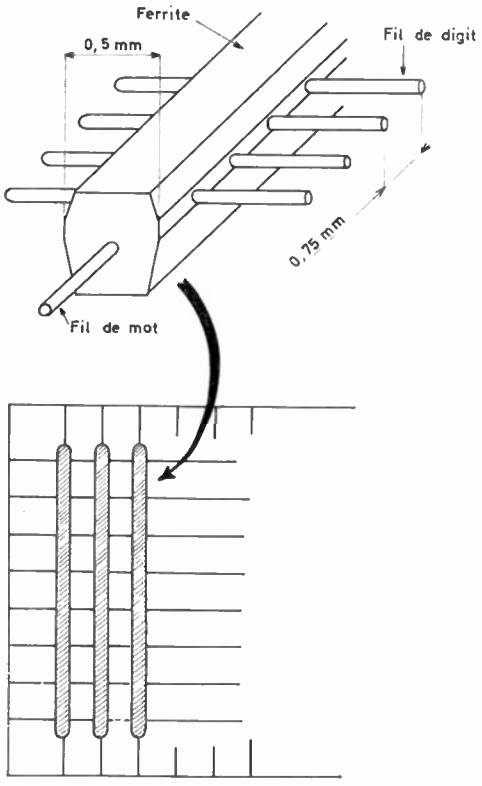


FIG. 8. — Mémoire flûte.

ces dispositifs miniaturisés fournissent des tensions de sortie très confortables, comprises entre 10 et 100 mV.

7. Matériaux utilisés

Les premières compositions utilisées pour obtenir des matériaux à cycle rectangulaire ont été des ferrites à base de manganèse et de magnésium. Ce sont apparemment toujours les plus employées. L'addition de magnésium au ferrite de manganèse augmente en effet beaucoup la rectangularité du cycle. Pourtant, à la même époque, on connaissait déjà plusieurs autres compositions de base présentant des cycles rectangulaires, notamment des ferrites à base de lithium, et des ferrites contenant des additions de cuivre ou de cobalt. Les études développées sur ces matériaux visent comme principales caractéristiques la rectangularité, le champ coercitif, la rémanence, le temps de commutation et les variations thermiques de ces propriétés. La rectangularité, d'abord mesurée sur des cycles quasi statiques, est évaluée pratiquement par les niveaux des signaux perturbés et non perturbés. On peut d'ailleurs remarquer qu'avec les nouveaux modes d'organisation des mémoires, on peut être beaucoup moins exigeant sur la rectangularité, ce qui permet d'utiliser des matériaux présentant une constante de commutation S_W plus faible. De même, alors que les études initiales s'intéressaient à des champs coercitifs réalisant un bon compromis entre les propriétés désirées, assez faibles pour ne pas exiger des courants de commande trop élevés, assez forts pour permettre une vitesse de fonctionnement satisfaisante, la tendance à la miniaturisation permet d'utiliser des matériaux à champ coercitif plus élevé avec les mêmes courants.

Bien que les recherches sur des matériaux à base de Mg-Mn soient toujours nombreuses, les autres compositions, et en particulier les ferrites contenant du lithium, font l'objet de travaux visant particulièrement l'obtention de faibles coefficients de température. De plus en plus, ces recherches sont guidées par les théories proposées pour expliquer la forme rectangulaire du cycle d'hystérésis, et le moment est venu de faire le point de ces théories.

8. Théories des cycles rectangulaires

La première idée qui vient à l'esprit pour expliquer la forme rectangulaire d'un cycle d'hystérésis est l'existence d'une anisotropie uniaxiale. La théorie élémentaire montre en effet que dans ce cas, le mécanisme de rotation de l'aimantation conduit à cette forme de cycle. Un moyen très simple de produire une telle anisotropie uniaxiale est l'action d'une compression sur un matériau à magnétostriction négative et dont l'anisotropie magnétocristalline est suffisamment faible pour être négligeable devant l'anisotropie magnétoélastique. L'expérience montre qu'effectivement, on obtient ainsi un cycle d'hystérésis d'autant plus rectangulaire que la compression est plus forte. Mais cette méthode est d'une utilisation industrielle difficile.

On connaît cependant d'autres procédés pour obtenir une anisotropie uniaxiale. Certaines compositions sont sensibles à un recuit sous champ magnétique. Cette propriété nécessite d'abord la présence de certains ions, par exemple des ions Co^{2+} dont la distribution dans le réseau cristallin est liée énergétiquement à la direction de l'aimantation spontanée [16]. Il faut aussi que la température de Curie du matériau soit assez élevée pour que, lorsqu'on refroidit le matériau à partir d'une température supérieure à la température de Curie en lui appliquant un champ magnétique, la diffusion des ions soit encore possible au-dessous de la température de Curie. Cette diffusion des ions se produit alors en fonction de la direction de l'aimantation imposée par le champ pour réaliser l'état d'énergie minimal. Inversement, à la température ordinaire, la diffusion n'est plus possible et la direction de l'aimantation spontanée est liée à cette distribution des ions. Il faut bien noter que, dans les cas ci-dessus, le noyau ne présente un cycle rectangulaire que si le champ d'utilisation est parallèle au champ appliqué pendant le recuit. Or il existe des matériaux dont la rectangularité est indépendante de la direction d'utilisation. Pour ceux-ci un petit tore taillé en un point quelconque d'un gros noyau torique présente exactement le même cycle rectangulaire. On peut alors parler de rectangularité spontanée car elle n'est liée à aucun traitement ou aucune influence extérieure. Cette rectangularité spontanée est beaucoup plus difficile à expliquer. Les bases d'une explication ont été posées par MENYUK et GOODENOUGH [15] qui font intervenir comme mécanismes fondamentaux la nucléation et la croissance de domaines limités par des parois

de Bloch à 180°. Dans une étude antérieure de la création des domaines [11a] un examen des différents centres possibles de nucléation : inclusions granulaires, précipités lamellaires, joints des grains et surface cristalline, avait démontré le rôle prédominant des joints de grains. Le cycle d'hystérésis a donc une forme rectangulaire si les conditions sont telles que le champ de nucléation est égal ou supérieur au champ nécessaire pour produire le déplacement irréversible des parois créées. On tend vers cette condition, d'une part en diminuant les champs démagnétisants aux limites entre grains, d'autre part en évitant tout ce qui peut gêner le déplacement des parois. Le premier objectif peut être atteint en orientant les grains par une des techniques déjà connues : orientation effective des grains, recuit magnétique, application d'une tension ; le deuxième objectif est réalisé par un matériau très dense (porosité faible) et sans seconde phase. A l'inverse des alliages, les ferrites peuvent présenter un cycle d'hystérésis rectangulaire même sans orientation parce que le rapport M_s^2/γ entre l'aimantation spontanée M_s et l'énergie de paroi γ est beaucoup plus favorable que pour les alliages métalliques.

Cependant GOODENOUGH a montré que les conditions de nucléation de domaines conduisant à un cycle rectangulaire pouvaient être satisfaites également par des inhomogénéités chimiques de volume approximativement égal au dixième du volume du grain et dont l'aimantation ne diffère que de quelques pour cent de l'aimantation générale. Des travaux récents ont conduit à remarquer que l'existence d'un cycle rectangulaire était souvent liée à la présence d'ions tels que Mn^{3+} ou Cu^{2+} qui sont connus pour produire l'effet Jahn-Teller, mais avec des concentrations insuffisantes pour entraîner une distorsion généralisée du réseau cubique en réseau quadratique. Pour ces basses concentrations, le réseau reste cubique et les ions étrangers ont tendance à se grouper pour former le type exact d'inhomogénéités requis pour expliquer la forme rectangulaire du cycle. D'autres preuves de l'existence de telles inhomogénéités existent, et notamment une micrographie électronique de PAULUS les montre clairement.

Pourtant on peut se demander si ce mécanisme est bien entièrement responsable de la rectangularité dite spontanée. La théorie de GOODENOUGH est basée sur l'hypothèse de déplacements de parois à 180°. C'est sûrement ce mécanisme qui intervient aux champs peu supérieurs au champ coercitif, comme dans les matrices à coïncidence. Mais lorsque le champ appliqué est notablement plus élevé que le champ coercitif, c'est probablement un phénomène de rotation non cohérente qui inverse l'aimantation, alors que, pour les valeurs élevées du champ, la rotation reste cohérente [13]. La théorie proposée par MENYUK et GOODENOUGH tombe alors en défaut et il faut trouver un autre mécanisme.

Considérons des compositions telles qu'un ferrite de magnésium cuivre ou un ferrite de manganèse avec un excès de manganèse. A la température ordinaire, elles présentent toutes les apparences d'une rectangularité spontanée, et cette rectangularité peut s'expliquer par la théorie précédente puisque ces compositions contiennent précisément des ions Cu^{2+} ou Mn^{3+} à effet Jahn-Teller. On peut montrer pourtant qu'il y a dans ces matériaux au moins une partie de la rectangularité qui est due à un phénomène d'anisotropie uniaxiale induite. Il est nécessaire pour cela d'expérimenter à très basse température, ainsi que le montre la figure 9. Si on désaimante l'échantillon

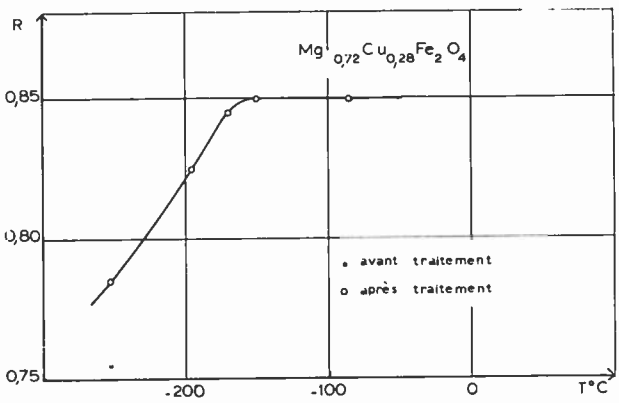


FIG. 9. — T : température de traitement sous champ longitudinal ; R : rectangularité mesurée à 20 °K après refroidissement sous champ. Champ de mesure : $H_m = 10$ Oe (d'après A. MARAIS).

par chauffage au dessus du point de Curie et qu'on le refroidisse jusqu'à la température de l'hydrogène liquide en le préservant de l'action d'un champ magnétique, la mesure de la rectangularité faite à la température de l'hydrogène liquide fournit une valeur inférieure à la valeur observée à la température ambiante.

Des traitements thermomagnétiques au-dessus de la température de H_2 liquide permettent de faire varier la rectangularité que l'on mesure toujours à la température de l'hydrogène liquide. On peut remarquer qu'un traitement de 30 mn à la température de H_2 liquide dans un champ de 50 Oe fournit déjà une augmentation appréciable de la rectangularité. Deux ou trois traitements à des températures quelque peu plus élevées suffisent pour retrouver la valeur de la rectangularité observée à l'ambiante. Cet effet doit être mis en relation avec l'existence dans cette gamme de température d'une bande de traînage révélée par l'étude de la désaccommodation de la perméabilité. Chaque fois qu'il existe une bande de traînage, on retrouve cet accroissement de la rectangularité par des traitements à des températures supérieures (fig. 10). Il est alors évident qu'à la température ordinaire la constante de temps du phénomène responsable du traînage est si courte que le champ de mesure (ou d'utilisation) seul, même sous forme d'impulsions très courtes, suffit pour induire cette rectangularité.

Quelle que soit d'ailleurs la théorie invoquée, elle doit expliquer tous les aspects expérimentaux, en particulier la forme de la tension de lecture et la valeur de la constante S_W observée. L'hypothèse des déplacements de parois explique bien la loi :

$$S_W = \tau (H - H_0)$$

en admettant que les parois ont une masse négligeable et qu'elles atteignent en un temps très court une vitesse limite constante de la forme :

$$v = \frac{2\mu_0 M_S (H - H_0)}{\beta}$$

où β est un paramètre d'amortissement. La forme de la tension de sortie est plus ou moins bien expliquée par diverses hypothèses sur la distribution des centres de nucléation, sur la forme des parois, et en tenant compte des collisions entre les parois [12]. Mais le modèle faisant appel à la rotation non cohérente explique aussi bien cette forme.

Soulignons plutôt quelques-unes des difficultés. D'après le modèle des déplacements de parois, S_W devrait dépendre très fortement du nombre et de la distance des parois, donc de la structure du matériau. Or il est vraiment frappant que, pour des tailles de grains variant entre 2 et 1 500 μ, pour des compositions de ferrites complètement différentes, spinelles ou grenats, et même pour du Permalloy, S_W varie seulement dans le rapport de 1 à 3 ($\simeq$0,2 Oe·μs à 0,7 Oe·μs). D'autre part, on a cherché à relier cette constante S_W à l'amortissement tel qu'on le mesure en ondes centimétriques, en utilisant la même équation pour le mouvement de M. Le modèle de rotation non cohérente permet de calculer une valeur minimale théorique de la constante S_W, soit 0,25 Oe.μs pour $g = 2$, et il est alors remarquable que beaucoup de matériaux atteignent cette valeur minimale.

Une comparaison quantitative entre ces phénomènes est fondamentale, mais elle est délicate, car ces phénomènes, quoiqu'apparentés, présentent des différences marquées :

a) les mesures en ondes centimétriques font intervenir une précession entretenue à une fréquence déterminée, et montrent que l'amortissement varie avec la fréquence et avec l'angle de précession lorsque celui-ci est suffisant pour faire intervenir des phénomènes non linéaires ;

b) au contraire, l'inversion de l'aimantation sous l'action d'un champ directeur met en jeu une précession d'angle continuellement variable [14] ;

c) le déplacement d'une paroi met aussi en jeu le même mécanisme gyromagnétique, mais suivant qu'il s'agit d'une paroi à 180° ou à 90°, le mouvement de précession ne se produit que sur une moitié ou un quart de révolution.

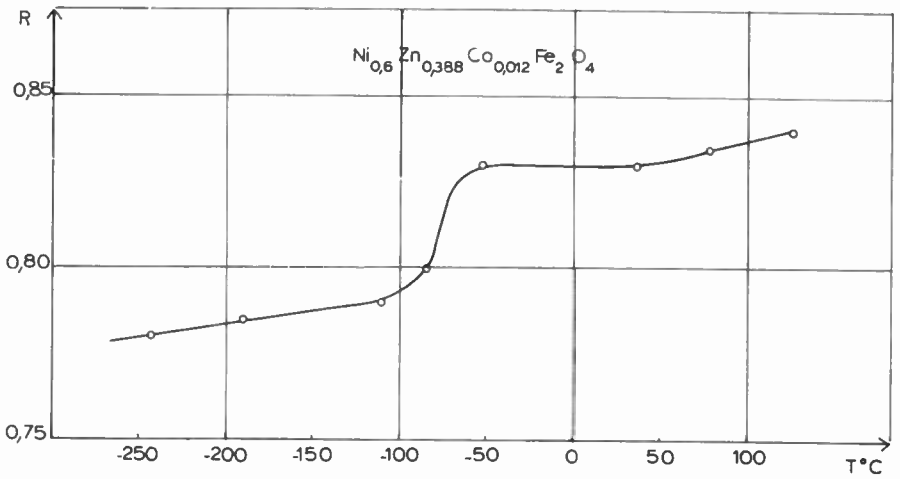


FIG. 10. — T : température de traitement sous champ longitudinal ; R : rectangularité mesurée à 20 °K après refroidissement sous champ. Champ de mesure : H_m = 5 Oe (d'après A. MARAIS).

Dans ces deux derniers cas, des champs démagnétisants beaucoup plus intenses que le champ appliqué peuvent intervenir. Il est connu que c'est ce qui se produit dans une couche mince, mais une paroi à 180° présente, de ce point de vue, beaucoup d'analogie avec une couche mince. C'est donc en tenant compte du champ total que doit être calculée la valeur théorique de S_W. La précession se produisant autour du champ instantané qui peut varier énormément en direction et en grandeur par l'action des champs démagnétisants, sa fréquence propre se déplace dans le spectre des ondes de spins, ce qui modifie à chaque instant les conditions d'amortissement.

Enfin, par essence, un cycle d'hystérésis rectangulaire est conditionné par des phénomènes irréversibles dont le caractère intervient nécessairement. Aux faibles champs de commande, les phénomènes réversibles et irréversibles se séparent nettement en deux maximums, ce qui est une preuve de leurs caractéristiques différentes, les phénomènes réversibles étant plus rapides. Une théorie raffinée doit donc tenir compte de ces différences.

9. Conclusion

Quelles conclusions peut-on tirer, au terme de cet exposé ?

Malgré les difficultés signalées, les mécanismes des matériaux à cycle rectangulaire sont, dans l'ensemble, bien compris et ont guidé les recherches d'une façon efficace.

En dix ans, les progrès ont été constants et marqués. On peut espérer que d'autres progrès sont encore possibles et qu'une mémoire magnétique de grande capacité présentant un cycle de 100 ns sera réalisable d'une façon relativement économique dans un avenir assez proche.

Mais on peut imaginer que les autres techniques offrent aussi des possibilités intéressantes et il serait prématuré de proposer des conclusions définitives avant la fin de ce colloque.

BIBLIOGRAPHIE *

[1] CHAPMAN D.W. — Theoretical Limit on Digital Magnetic Recording Density. *Proc. I.E.E.E.* (février 63), **51**, n°2, pp. 394-395.

[2] WESTMIJZE W.K. — a) Processus de l'enregistrement et de la reproduction au magnétophone. *Rev. Tech. Philips* (avril 53), **14**, n° 10, pp. 269-282. b) Studies on magnetic recording. *Philips Res. Rep.* (1953), **8**, pp. 148-157; 161-183 ; 245-269 ; 343-366.

[3] BARTKUS E.A., BROWNLOW J.M., CRAPO W.A., ELFANT R.F., GREBE K.R. et GUTWIN O.A. — A approach towards batch fabricated ferrite memory planes. *IBM J. Res. Develop.* (1964), **8**, n° 2, pp. 170-176.

[4] FORRESTER J.W. — Digital Information storage in three dimensions using magnetic cores. *J. Appl. Phys.* (janv. 51), **22**, n° 1, pp. 44-48.

[5] RAJCHMAN J.A. — a) Static magnetic matrix memory and switching circuits *R.C.A. Rev.* (juin 52), **13**, n° 2, pp. 183-201. b) A myriabit magnetic-core matrix memory *Proc. I.R.E.* (oct. 53), **41**, n° 10, pp. 1407-1421. c) Ferrite apertured plate for random access memory. *Proc. I.R.E.* (mars 57), **45**, n° 3, pp. 325-334. d) Computer memories Possible future developments. *R.C.A. Rev.* (juin 62), **23**, n° 2, pp. 137-151.

[6] SHAHBENDER R., NELSON T., LOCHINGER R. et WALENTINE J. — Microaperture High-speed ferrite memory. *R.C.A. Rev.* (déc. 62), **23**, n° 4, pp. 539-566.

[7] SHAHBENDER R., LI K., WENTWORTH C., HOTCHKISS S. et RAJCHMAN J. — Laminated ferrite memory. *R.C.A. Rev.* (déc. 63), **24**, n° 4, pp. 705-729.

[8] TILLMAN R.M. — Fluxlok - A nondestructive, Random access electrically alterable, high-speed memory technique using standard ferrite cores. Internation. Solid State Circuits Conf. Philadelphia (1960), pp. 56-57.

[9] WANLASS C.L. et WANLASS S.D. — Biax high speed magnetic computer element. *I.R.E. Wescon Conv.* Part 4 (1959), **3**, pp. 40-54.

[10] RAJCHMAN J.A. et LO A.W. — The transfluxor. *Proc. I.R.E.* (mars 56), **44**, n° 3, pp. 321-332.

[11] GOODENOUGH J.B. — a) A theory of domain creation and coercive forve in polycrystalline ferromagnetics. *Phys. Rev.* (15 août 54), **95**, n°4, pp. 917-932. b) The influence of chemistry on B/H loop shape, coercitivy and flux reversal time in ferrites. *Proc. I.E.E.*, Part B, GB, (1957), **104**, Suppl. n°7, pp. 400-411. c) Chemical Inhomogeneities and square B-H Loops. A paraître.

[12] HESTERMAN V. — Evaluation of flux-switching models for magnetic devices. *Proc. spec. tech. Conf. Nonlinear Magnet.*, Los Angeles (1961), pp. 265-292.

[13] HUMPHREY F.B. et GYORGY E.M. — Flux reversal in soft ferromagnetic. *J. Appl. Phys.* (juin 59), **30**, n° 6, pp. 935-939.

[14] KIKUCHI R. — On the minimum of magnetization reversal time. *J. Appl. Phys.* (nov. 56), **27**, n° 11, pp. 1352-7.

[15] MENYUK N. et GOODENOUGH J.B. — Magnetic materials for digital computer components. *J. Appl. Phys.* (janv. 55) **26**, n° 1, pp. 8-18.

[16] NEEL L. — Théorie du traînage magnétique de diffusion. *J. Phys. Radium* (mai 52), **13**, n° 5, pp. 249-264.

[17] RUBINTSEIN H. — Switching properties of ferrites and garnets. Sci. Rep. n° 6 (séries 2), (30 nov. 62), Gordon McKay Lab., Harvard Univ.

[18] WIJN H.P.J., GORTER E.W., ESVELDT C.J. et GELDERMANS P. — Conditions pour l'obtention de ferrites à boucles d'hystérésis rectangulaire. *Rev. Tech. Philips* (1954), **16**, n°5, pp. 137-147.

[19] WILLIAMS H.J., SHERWOOD R.C., GOERTZ M. et SCHNETTLER F.J.— Stressed ferrites having rectangular hysteresis loops. *Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs*, Part. 1, (1953), **72**, pp. 531-536.

[20] ALBERS-SCHÖNBERG E. — a) Ferrites for microwave circuits and digital computers. *J. Appl. Phys.* (février 54), **25**, n° 2, pp. 152-154. b) Square-hysteresis loop ferrites in the system MgO-MnO-Fe_2O_3. *Amer. Ceram. Soc. Bull.* (1956), **35**, n° 7, pp. 276-279.

[21] ECKERT O. — Ferrite mit rechteckförmiger Hysteresesschleife. *Elektrotechn. Z.A.* (1954), **75**, n° 7, pp. 253-256.

[22] FORTIN E.C. et LESSOFF H. — Temperature stable ferrites for memory applications. *Proc. Internation. Conf. Nonlinear Magnet*, Washington (1963), I.E.E.E., 1.3.1. - 1.3.6.

[23] HARVEY R.L., HEGYI I.J. et LEVERENZ H.W. — Ferromagnetic spinels for radio frequencies. *R.C.A. Rev.* (1950), **11**, n°3, pp. 321-363.

[24] LEMAIRE H.P., LESSOFF H. et FORTIN E. — Wide-temperature-range ferrite cores for computer memories. *R. C. A. Rev.* (juin 64), **25**, n° 2, pp. 308-319.

* Les références indiquées dans la présente bibliographie sont une sélection faite par l'auteur. Ceux de nos lecteurs que la question intéresse pourront se procurer aux Editions CHIRON l'ensemble des conférences du Colloque sur les Techniques des Mémoires qui comprend les 178 références données par M. Vautier à la suite de son exposé de synthèse.

Colloque International sur les Techniques des Mémoires

LES ALLIAGES FERROMAGNÉTIQUES DANS LES DISPOSITIFS A MÉMOIRE*

PAR

G. GRUNBERG

Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble

1. Introduction

Après une période d'effacement au profit des oxydes ferromagnétiques, dont l'exposé de M. VAUTIER fait ressortir l'importance particulière, les alliages ferromagnétiques reprennent une place de premier plan dans les dispositifs à mémoire.

Ce regain d'intérêt n'est pas dû au choix de matériaux nouveaux, mais plutôt à une meilleure compréhension des mécanismes fondamentaux, qui ont fait l'objet de recherches intensives au cours des dernières années, et à des progrès technologiques importants dans la préparation et l'utilisation des matériaux existants.

Les caractéristiques physiques et magnétiques exigées du matériau étant étroitement liées au type de mémoire dont il fait partie, nous serons amenés, pour les préciser, à distinguer entre les mémoires cinématiques, les mémoires à propagation (toutes deux à accès séquentiel) et les mémoires statiques à accès aléatoire.

Auparavant, nous verrons sur un plan très général les propriétés caractéristiques des alliages ferromagnétiques en insistant particulièrement sur l'influence de la géométrie bidimensionnelle sur ces propriétés.

2. Rappel sur les principales propriétés physiques et magnétiques des alliages

Remarquons tout d'abord que l'utilisation de matériaux magnétiques conducteurs aux fréquences élevées n'est envisageable que sous forme de couches minces de façon à augmenter leur résistance et diminuer les pertes dues aux courants de Foucault. L'épaisseur maximale, au-delà de laquelle les pertes par courants induits deviennent notables, est de l'ordre du micron.

Ce désavantage, par rapport aux oxydes à forte résistivité, est toutefois compensé par une induction à saturation beaucoup plus élevée, conséquence du plus grand nombre de spins utiles.

Cependant, les propriétés les plus intéressantes des alliages ferromagnétiques, telles que la structure en domaines et le basculement cohérent, ne sont pas des propriétés spécifiques du matériau massif, mais découlent de la possibilité de préparer les alliages sous forme de couches très minces.

2.1. STRUCTURE EN DOMAINES

Lorsque l'épaisseur de la couche décroît jusqu'à devenir inférieure à l'épaisseur d'une paroi, (1 000 Å pour le permalloy), la couche reste nécessairement monodomaine dans le sens de l'épaisseur, c'est-à-dire que l'aimantation conserve une direction constante perpendiculairement au plan de la lame.

Si, de plus, le rapport surface/épaisseur est tel que le champ démagnétisant soit faible devant le champ coercitif, la formation de domaines dans le plan n'est plus énergétiquement favorable.

Vue de l'extérieur, la couche magnétique se comporte alors comme un aimant permanent, puisque l'aimantation rémanente est voisine de l'aimantation à saturation.

Nous verrons par ailleurs que la plupart des couches minces que l'on utilise possèdent une anisotropie uniaxiale ce qui implique que cet aimant ne peut prendre que deux positions d'équilibre stables opposées dans le plan de la lame.

Cette représentation idéalisée d'une couche magnétique est extrêmement commode pour expliquer les phénomènes de rotation cohérente et déterminer les courbes critiques de basculement.

* Conférence prononcée le 6 avril 1965 à la séance inaugurale du Colloque.

Mais il est nécessaire, pour comprendre le fonctionnement de certains dispositifs, ou pour interpréter certaines anomalies (telles que l'ouverture du cycle d'hystérésis dans la direction de difficile aimantation et la reptation), de prendre en considération d'une part l'existence de parois et d'autre part la possibilité de déviations microscopiques de la direction d'aimantation (« ripple ») par rapport à la direction moyenne de l'aimantation dans la couche.

2.1.1. *Parois*

Lorsque l'épaisseur de la paroi est du même ordre de grandeur que l'épaisseur de la couche, la distribution de l'aimantation dans la paroi est fortement influencée par les champs démagnétisants. C'est ainsi qu'en dessous d'une épaisseur de l'ordre de 700 Å, la rotation de l'aimantation dans la paroi s'effectue autour d'un axe perpendiculaire au plan de la couche (paroi de Néel) et non plus autour d'un axe parallèle à ce plan (paroi de Bloch), (fig. 1).

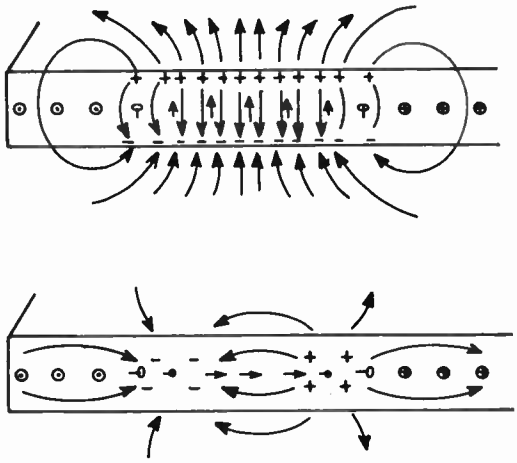


FIG. 1. — En haut : Parois de Bloch - en bas : Parois de Néel

De plus, l'énergie des parois n'étant pas petite devant l'énergie de la couche, leur présence influe notablement sur la distribution de l'aimantation dans le reste de la couche.

On voit nettement sur la figure 2* [1] une paroi de Néel séparant deux domaines d'aimantation opposée, qui, sous l'influence de son propre champ démagnétisant, se divise en régions aimantées en sens inverse, séparées par une zone de transition en forme de triangle ou « crosstie ». On remarque également les lignes de Bloch perpendiculaires au plan de la couche.

2.1.2. *Fluctuations de l'aimantation*

Ces fluctuations, très visibles en microscopie électronique Lorentz (fig. 2), sont surtout caractéristiques des couches minces à faible champ coercitif. Elles proviennent d'une part de variations locales des contraintes par l'intermédiaire de la magnétostriction et d'autre part, des variations d'énergie magnétocristalline au passage d'un cristallite à l'autre, comme le prouvent la relation étroite entre la période de ces fluctuations et la dimension des cristallites, ainsi que le minimum de l'amplitude des fluctuations observé au zéro d'énergie magnétocristalline.

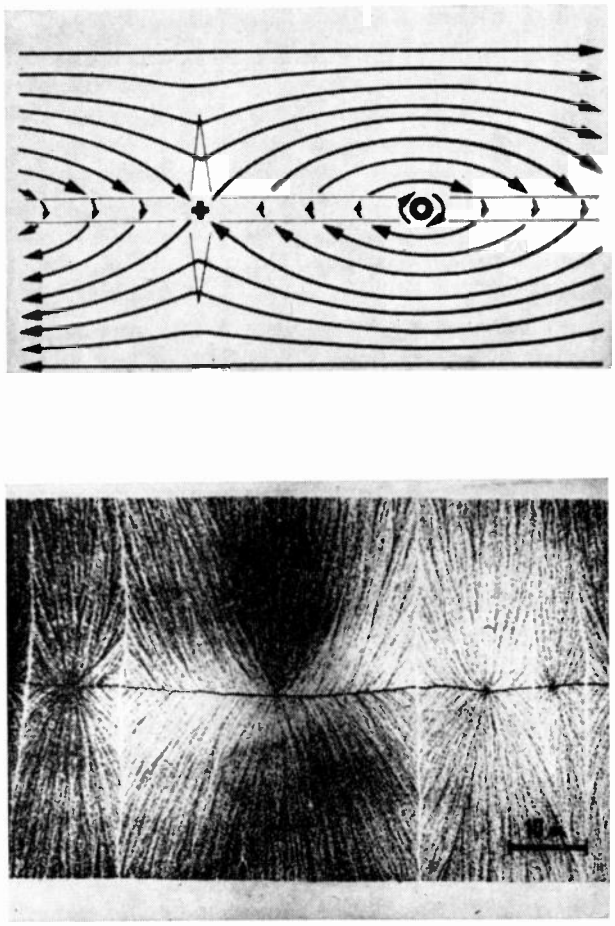


FIG. 2. — D'après FELKELLER [4]

L'amplitude et la longueur d'onde de ces fluctuations jouent un rôle déterminant dans la valeur du champ coercitif [2].

Notons enfin que ces fluctuations sont atténuées du côté de très petites longueurs d'ondes par l'énergie d'échange et vers les plus grandes longueurs d'ondes par les couplages magnétostatiques. Ces couplages étant beaucoup plus importants dans le sens transversal que dans le sens longitudinal, on observe toujours des fluctuations parallèles à la direction moyenne de l'aimantation [3] (fig. 2).

2.2. RENVERSEMENT DE L'AIMANTATION

Le renversement de l'aimantation pour les oxydes comme pour les alliages ferromagnétiques suffisamment minces pour que les pertes par courants induits soient négligeables, est régit par l'équation de Landau-Lifshitz ou par l'équation légèrement modifiée con-

* De tels clichés sont obtenus en microscopie électronique par la méthode dite de « l'image défocalisée ». L'aimantation est perpendiculaire aux stries et les parois apparaissent en clair ou en sombre suivant que les lignes d'aimantation sont incurvées vers la droite ou vers la gauche. Les lignes de Bloch apparaissent comme des points de même couleur que la paroi.

nue sous le nom d'équation de Gilbert :

$$\frac{\overrightarrow{dM}}{dt} = \gamma(\overrightarrow{M} \times \overrightarrow{H_e}) - \frac{\alpha}{M}\left(\overrightarrow{M} \times \frac{\overrightarrow{dM}}{dt}\right),$$

qui présente l'avantage de conserver une signification physique pour les fortes valeurs de α.

Le premier terme exprime le couple produit sur l'aimantation $\overrightarrow{M}$ par le champ effectif H_e. Le deuxième terme est un terme phénoménologique d'amortissement.

A un amortissement nul ($\alpha = 0$) correspond une précession autour du champ effectif avec conservation de l'angle initial et par conséquent un temps de renversement infini. A un amortissement infini correspond également un temps de basculement infini, par suite du blocage de l'aimantation. Il existe donc une valeur optimale de α qui minimise ce temps.

Le champ agissant étant le champ effectif au niveau des spins il faut s'attendre à une influence importante de la géométrie de l'échantillon par l'intermédiaire des champs démagnétisants.

Tout d'abord, la rotation cohérente ne sera possible que dans la mesure où elle n'entraîne pas l'apparition d'une énergie démagnétisante importante.

Ensuite la rotation sera particulièrement rapide si le mouvement de l'aimantation provoque l'apparition d'un champ magnétique perpendiculaire au champ appliqué qui vient renforcer son action.

Ces deux conditions sont satisfaites simultanément dans le cas d'une couche plane, ne possédant qu'une faible anisotropie dans le plan.

On montre, dans ces conditions, que le facteur d'amortissement optimal, ou amortissement critique α_c est voisin de 0,01[1] alors que la valeur mesurée pour le permalloy est comprise entre 0,01 et 0,02 et est proche de l'unité pour la plupart des oxydes.

On conçoit que le basculement des alliages ferromagnétiques préparés sous forme de couches minces soit particulièrement rapide.

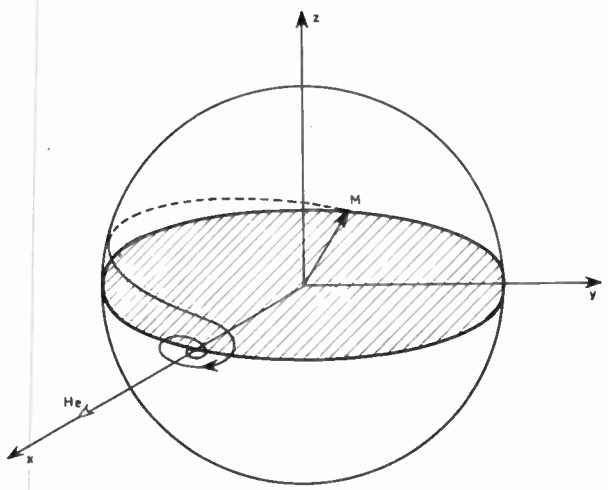


FIG. 3. — Basculement de l'aimantation

Un ordre de grandeur de ce temps peut être obtenu en supposant, par exemple, un champ de 1 Oe appliqué parallèlement au plan de la couche. Sous l'influence de ce champ, l'aimantation tend à sortir du plan provoquant l'apparition d'un champ démagnétisant tel que l'énergie due au champ appliqué ($2\,MH$) soit égale à l'énergie $H^2D/8\,\pi$ due au champ démagnétisant produit par l'aimantation M, soit :

$H_D = \sqrt{16\,\pi MH} \# 200$ Oe pour le permalloy [4]

Le mouvement se poursuit autour de ce champ démagnétisant c'est-à-dire dans le plan de la couche (fig. 3). La fréquence de précession, donnée par la formule : $f = \gamma H$ ($\gamma = 2{,}8$ MHz/Oe) applicable puisque $\alpha \ll 1$, conduit alors à un temps de basculement de l'ordre de la nanoseconde.

Après ce bref exposé des propriétés générales des alliages magnétiques, nous allons examiner les caractéristiques propres à chaque type de mémoire.

3. Mémoires cinématiques

Nous classerons dans ce paragraphe toutes les mémoires à support mobile telles que les mémoires à rubans, à disques, à tambours et à cartes. Bien que la majorité de ces dispositifs utilisent comme matériau magnétique l'oxyde de fer (γFe_2O_3), on commence à trouver dans la littérature des exemples d'utilisation de dépôts chimiques et électrolytiques d'alliages [5].

3.1. Améliorations recherchées

Elles concernent surtout l'augmentation de la densité, c'est-à-dire de la capacité pour un temps d'accès donné.

Le principe même des mémoires à circulation (support mobile par rapport aux organes d'écriture et de lecture) imposant des éléments de mémoire à flux ouvert, la densité limite sera déterminée par le rapport entre le champs démagnétisant et le champ coercitif.

D'autre part, la recherche du maximum de résolution conduit à l'épaisseur de matériau la plus faible possible compatible avec un signal de sortie suffisant. Ce compromis est d'autant plus facilement réalisé que l'induction à saturation est élevée.

On recherche donc des matériaux à fort champ coercitif, à cycle rectangulaire, de faible épaisseur mais possédant un grand moment magnétique.

En fait, il n'est pas possible de considérer le matériau magnétique indépendamment de son utilisation, c'est ainsi que la résolution sera également fonction de l'espacement entre la tête de commande et le support. Cela élimine pratiquement les bandes magnétiques métalliques (par suite de leur trop grande rigidité) pour l'enregistrement à haute résolution (*). Au contraire, dans le cas de tambour à têtes flottantes

* Toutefois, on trouve des dépôts d'alliages ($H_c = 220$ Oe) sur support mince d'acier inoxydable (25 μ) pouvant supporter des températures extrêmes (300 °C) et à très bonne résolution (400 bits/cm).

le meilleur état de surface des dépôts d'alliages ainsi que l'usure moindre (Fe_2O_3 est un abrasif très puissant) permettent un espacement beaucoup plus petit qu'avec les oxydes.

3.2. Matériaux étudiés

Il s'agit en général de dépôts chimiques ou électrochimiques de Co [6, 7] de CoNi [8, 9] CoNiP [10] CoP [11, 12].

Les caractéristiques obtenues sont résumées dans le tableau I. Les dépôts sont isotropes dans le plan. On constate que les champs coercitifs sont près du double de ceux des oxydes et que l'induction a à saturation est beaucoup plus forte. Les quelques résultats d'essais publiés [6, 7] montrent, qu'à signal de sortie égal, on obtient bien une densité plus grande, au détriment, il est vrai, d'un courant de commande plus important.

Tableau I

Matériau	Epaisseur	Hc (Oe)	*Br*	*Br/Bs*	Réf.
Co	0,3 - 5 μ	300-200	750	0,86-0,61	6
CoNi	≈ 1 μ	280	600	0,85	8
CoNi		300 400			13
CoNi		100		0,84	9
CoNiP	0,05-0,2 μ	750	680	0,75	10
CoNiP		300 550		0,9	15
CoP	1 - 30 μ	400 1 000	450	0,5	11
CoP	4 μ	500	700		12
CoP	0,01-0,2 μ	20 1 200		0,7 - 0,95	7
γFe_2O_3 3M459	9,65 μ	267	120	0,78	

Contrairement aux couches magnétiques d'oxydes, le comportement magnétique des couches dures est encore mal connu. Il semble toutefois établi que le fort champ coercitif a pour origine principale une anisotropie de forme due à une croissance lamellaire des dépôts [11, 13].

Dans d'autres cas cependant, on a pu mettre en évidence des fluctuations d'aimantation analogues à celles que nous avons décrites pour les couches douces, et le fort champ coercitif pourrait alors être dû à des zones localisées à très forte anisotropie [7].

Cette analogie avec les phénomènes de basculement d'aimantation dans les couches douces semble particulièrement nette pour les couches de cobalt et de fer préparées par évaporation sous vide [14].

3.3. Mémoires cinématiques a lecture optique. Enregistrement transversal [16]

Nous avons indiqué que les deux principales limites à l'enregistrement à haute densité provenaient du champ démagnétisant et de la distance entre l'élément magnétique et la tête de lecture.

L'effet Kerr magnéto-optique (rotation du plan de polarisation d'une onde lumineuse incidente, proportionnelle à la projection de l'aimantation sur le plan d'incidence) qui permet une lecture non destructive, constitue une solution intéressante.

Le signal utile ne dépendant que de l'induction à l'intérieur du matériau, il est possible de réduire notablement l'épaisseur, dans la mesure où elle reste supérieure à la profondeur de pénétration de l'onde lumineuse (200 Å). On peut ainsi utiliser des matériaux à plus faible champ coercitif nécessitant des courants d'écriture moindres.

Pour aller plus loin en densité, il est avantageux d'effectuer un enregistrement transversal (fig. 4).

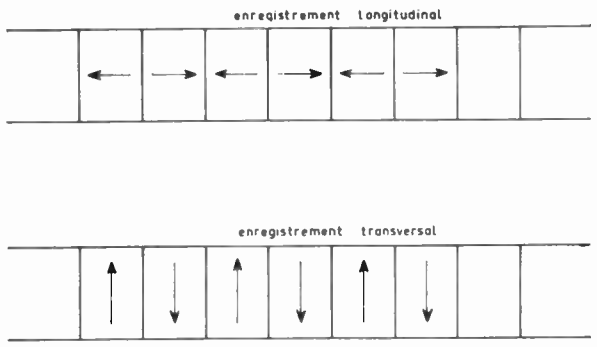


Fig. 4.

Le champ démagnétisant transversal étant faible, la limite ne provient plus que de la largeur des parois et des champs magnétostatiques, ce qui la repousse vers 10^4 bits/cm.

La difficulté est reportée sur la réalisation de la tête d'enregistrement, mais nous allons voir qu'à condition de prendre un matériau anisotrope, il est possible de conserver la tête classique utilisée pour l'enregistrement longitudinal.

L'anisotropie peut être introduite par la présence d'un champ magnétique durant la préparation, et se traduit par un axe de facile aimantation qui correspond à une position d'équilibre stable, et un axe de difficile aimantation qui correspond à une position d'équilibre instable.

L'axe facile étant le long de la petite dimension, la tête d'enregistrement est légèrement décalée de façon à produire un champ faisant un petit angle par rapport à l'axe difficile. Nous verrons que dans ces conditions l'aimantation retombe dans un sens ou dans l'autre suivant que l'impulsion est positive ou négative.

La difficulté majeure de cette méthode réside dans la faiblesse de l'effet Kerr magnétique, que l'on cherche à améliorer par des revêtements diélectriques et dans la nécessité de réaliser des dépôts très homogènes pour supprimer toute variation parasite de l'intensité lumineuse.

Enfin, le problème de la commutation du faisceau lumineux d'une piste à l'autre n'a été que peu étudié.

4. Mémoires à propagation

Il s'agit toujours de mémoires à accès séquentiel, mais le support et les organes de commande restent immobiles, seule la configuration magnétique se déplace.

L'absence de domaines dans l'épaisseur permet en effet de créer et de contrôler le déplacement des parois à l'aide de conducteurs plaqués en surface.

Les dispositifs correspondants se présentent sous forme d'un support allongé sur lequel est déposé un film magnétique doux dont l'axe de facile aimantation est parallèle au petit côté du support. A une extrémité, un conducteur permet l'inscription d'un « 1 » ou d'un « 0 » représenté par un domaine orienté à 0° ou à 180° de l'axe facile (fig. 5).

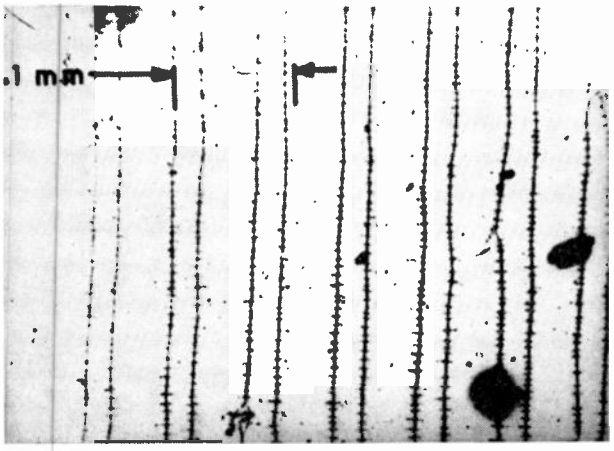


FIG. 5. — D'après FULLER [41]

Une série de conducteurs plaqués sur la surface du film et alimentés par une horloge, assurent le déplacement unidirectionnel de la configuration magnétique inscrite, réalisant ainsi un registre à décalage [17].

La lecture est faite par un procédé magnéto-optique ou par un conducteur placé à l'extrémité opposée du système.

On a également proposé de représenter l'information, non plus par les sens de l'aimantation dans le domaine, mais par le sens de rotation de l'aimantation dans la paroi.

Tous ces dispositifs sont basés sur le fait que l'énergie nécessaire à la création d'une certaine configuration de domaines est supérieure à l'énergie nécessaire pour la déplacer.

Dans le premier cas, en effet, l'énergie de création contient des termes conservatifs correspondant à l'énergie magnétocristalline, magnétostatique, etc., aussi bien que des termes dissipatifs correspondant au basculement d'un certain nombre de spins. Dans le deuxième cas, seuls interviennent les termes dissipatifs.

Tout le problème réside dans le choix de géométries et de matériaux pour lesquels le rapport entre le champ de nucléation de parois et le champ de déplacement soit aussi grand que possible [18].

La vitesse de déplacement des parois pouvant atteindre 10^5 cm/s et la densité d'information 10^3 bit/cm on peut espérer un débit d'information de l'ordre de 10^8 bit/s.

Un registre à décalage asynchrone de 340 bits et à fréquence maximale de 1 MHz a déjà été commercialisé.

Signalons enfin la possibilité d'utiliser des couplages magnétostrictifs pour enregistrer ou relire l'information [19]. L'énergie magnétostrictive intervenant dans le bilan énergétique total du matériau, l'application d'une contrainte peut modifier notablement le champ coercitif, et même, dans le cas d'un matériau anisotrope, intervertir les axes de facile et difficile aimantation. On peut envisager de remplacer le mouvement mécanique d'une bande par une onde ultra-sonore se propageant sur un matériau magnétostrictif (par exemple 50-50 NiFe) l'inscription et la lecture (non destructive) s'effectuent par la superposition du front de l'onde acoustique et d'un signal électromagnétique, l'adresse étant déterminée par le temps de propagation de l'onde acoustique.

5. Mémoires à accès instantané

Les caractéristiques principales d'une mémoire à accès aléatoire qui intéressent la majorité des utilisateurs sont au nombre de deux seulement :

— la capacité, c'est-à-dire en définitive le prix du point mémoire ;

— la vitesse.

A ces deux caractéristiques viennent s'en ajouter d'autres, moins générales, telles que : lecture non destructive, persistance de l'information en cas d'absence d'alimentation, consommation, miniaturisation, tenue à l'environnement, dont l'importance relative varie suivant l'application envisagée.

Plusieurs articles de revue faisant ressortir le rôle primordial des circuits d'accès et de lecture dans les performances globales d'une mémoire, nous adopterons ici un point de vue légèrement différent, en classant les diverses mémoires d'après leur géométrie et le but principal recherché.

Comme toute classification, celle-ci présente une part d'arbitraire et il ne sera pas possible d'éviter certaines interférences entre les différents groupes.

Nous insisterons particulièrement sur les mémoires à rotation cohérente qui, seules, exploitent pleinement les propriétés spécifiques des alliages développées au début de cet article.

5.1. MATÉRIAUX ISOTROPES. RECHERCHE DE GRANDES CAPACITÉS A FAIBLE PRIX

Le tableau II montre qu'il s'agit de mémoires à vitesse moyenne, et à courant de commande relativement faible. La configuration à flux fermé ainsi que la disposition des conducteurs sont analogues à celles des mémoires à tores ou à transfluxors à base d'oxydes

TABLEAU II

Type de mémoire	Etat d'avancement	Technologie	Caractéristiques principales				Observations
			Mode de sélection	Temps de cycle	Signal	Courant de commande	
Feuilles de permalloy gravées Transfluxors (20)	Développement	Photogravure permalloy	sélection par mots	qq. μs	1 mV	100 mA	sensibilité aux contraintes
Tores (21)	Laboratoire	Photogravure permalloy	courants coïncidents 2 fréquences	qq. μs	1 mV	50 mA	sensibilité aux contraintes
Plans tissés (22)	Laboratoire	Dépôt FeNi. Electrolytique	sélection par mots	qq. μs		500 mA	très bonne tenue en température point de Curie élevé
Orthocore (23)	Laboratoire	Dépôt CoNiP Chimique	courants coïncidents	qq. μs	20 mV		très bonne tenue en température point de Curie élevé
Gaufres (24)	Développement	Dépôt FeNi Electrolytique sur plan. Fermeture du flux dans un bloc de ferrite	sélection par mots	0,5 μs	10 mV	400 mA	

et les alliages magnétiques ne sont utilisés que parce qu'ils se prêtent à des techniques de fabrication collective, évitant les opérations de câblage, toujours très onéreuses. Dans les deux premiers cas, il s'agit de techniques de photogravure, similaires à celles des microcircuits et dans les deux suivants, de dépôts chimiques ou électrochimiques sur une matrice de conducteurs déjà assemblés.

Les capacités recherchées sont d'au moins 10^6 bits, et le succès est lié à la disponibilité de feuilles de permalloy, très homogènes et à cycle rectangulaire, ou à la qualité du dépôt, difficile à réaliser sur des géométries aussi complexes.

Les mémoires à gaufres sont constituées par un dépôt isotrope de fer-nickel sur un support de verre, plaqué sur un bloc rainuré de ferrite destiné à fermer le flux, ce qui conduit à un signal utile élevé. Elles se placent à mi-chemin, du point de vue vitesse, entre les mémoires que nous venons de décrire et les mémoires à rotation cohérente que nous allons examiner maintenant.

5.2. Matériaux a anisotropie uniaxiale. Mémoires a grande vitesse a rotation cohérente

C'est le domaine le plus important, par les performances atteintes ou potentielles, et le seul ayant déjà donné lieu à des réalisations industrielles.

Avant d'aller plus loin, il est nécessaire de donner quelques précisions sur les matériaux utilisés.

5.2.1. *Caractéristiques magnétiques des couches minces*

Deux positions d'équilibre stables, correspondant au « zéro » et au « un » binaires, sont définies dans la couche par une énergie uniaxiale de la forme :

$$E = K \sin^2 \theta$$

(K énergie d'anisotropie, θ angle entre l'aimantation M et l'axe de facile aimantation), créée par un champ magnétique appliqué durant la préparation. Son origine est encore controversée [25, 26, 27].

Pour que la couche se comporte effectivement comme un petit aimant, on cherche à éviter les fluctuations de direction de l'aimantation en prenant un alliage de composition aussi voisine que possible du zéro d'énergie magnétocristalline et magnétostrictive.

C'est la raison du choix du permalloy 80-20 (NiFe) ou du FeNiCo.

L'énergie totale, en présence d'un champ extérieur H de composantes H_L dans la direction de facile aimantation et H_T dans la direction de difficile aimantation (perpendiculaire à la précédente), s'écrit :

$$E = K \sin^2 \theta - H_L M \cos \theta - M H_T \sin \theta.$$

La position d'équilibre de l'aimantation est obtenue en écrivant que le couple agissant est nul, c'est-à-dire que $dE/d\theta = 0$ et le basculement se produit lorsque $d^2E/d\theta^2 = 0$.

L'élimination de l'angle θ entre les deux dernières relations conduit à l'équation de la courbe critique :

$$H_L^{2/3} + H_T^{2/3} = H_K^{2/3} \qquad \text{(fig. 6)}$$

où $H_K = 2K/M$ est le champ d'anisotropie ($H_K \approx$ 1 à 4 Oe).

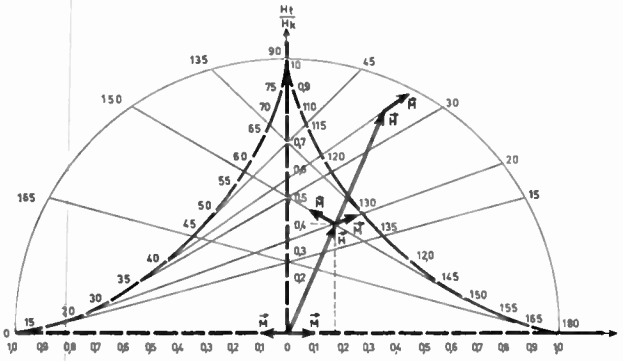


FIG. 6*a*. — Courbe critique

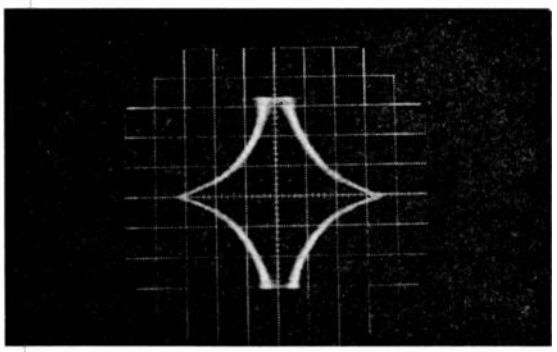


FIG. 6*b*. — Courbe critique réelle observée par effet Kerr
Echelle : 1 Oe/carreau

La connaissance de cette astroïde est suffisante pour définir tous les modes de fonctionnement d'une mémoire à lames minces. On voit en particulier que tant que l'extrémité du vecteur champ appliqué est à l'intérieur de cette courbe, il existe deux positions d'équilibre stables (0 ou 1 binaire) alors qu'à l'extérieur il ne subsiste qu'une seule position d'équilibre.

On notera également que la direction de l'aimantation est obtenue en menant, par l'extrémité du vecteur champ appliqué, la tangente à l'astroïde.

Courbe critique réelle

Si la courbe réelle de basculement était confondue avec la courbe théorique on pourrait conclure :

— qu'à condition d'appliquer un champ transversal égal à H_K le champ d'information peut être infiniment petit ;

— qu'il est possible d'utiliser une sélection par courants coïncidents en s'arrangeant pour que chacun des courants ne fasse pas franchir la courbe critique et que seule leur somme fasse basculer l'aimantation.

En réalité, dans la construction de la courbe critique, il faut tenir compte des fluctuations inévitables de H_K ainsi que la direction de l'axe de facile aimantation et d'un seuil de perturbation nettement plus faible que le seuil d'écriture (courbe critique interne).

On a tenu compte de ces fluctuations sur la figure 7 sur laquelle on a reporté également les courbes critiques internes pour deux lames d'épaisseurs différentes.

On voit que la marge de sécurité pour une sélection à courants coïncidents est très faible et que le champ d'information doit avoir une valeur minimale qui dépend de la dispersion des caractéristiques de la lame. Pour les meilleurs éléments, ce champ est de l'ordre de 100 mOe.

On voit également que le seuil de perturbation est d'autant plus élevé que la couche est mince, ce qui explique que, pour les applications à forte densité, on soit amené à utiliser des couches d'épaisseur inférieure à 500 Å.

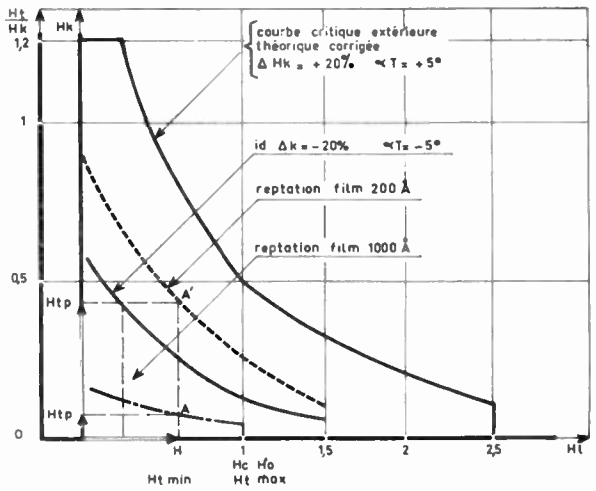


FIG. 7.

Ce phénomène de destruction lente de l'information ou reptation, est lié au déplacement des lignes de Bloch [28, 29] qui séparent les zones inverses d'aimantation dans les parois de Néel. Il peut être supprimé en augmentant le champ coercitif de ces lignes, soit par le choix d'une faible épaisseur, soit en agissant sur les conditions de préparation (température du support) pour obtenir des lames inversées dans la direction de difficile aimantation [30].

Il est également avantageux de n'utiliser que des impulsions de mot unipolaires, condition possible à satisfaire en pratique.

5.2.2. *Préparation des lames*

Les deux méthodes les plus utilisées pour la préparation des couches minces ferromagnétiques sont l'évaporation sous vide et l'électrolyse, mais on rencontre également la pulvérisation cathodique et le dépôt chimique. Dans le premier cas, l'alliage utilisé est évaporé dans un vide de l'ordre de 10^{-6} mmHg en prenant de grandes précautions pour éviter toute contamination. Il vient se condenser sur un support chauffé à une température d'environ 350 °C. Un champ magnétique produit soit par un aimant permanent, soit par des bobines de Helmholtz placées

à l'extérieur de la cloche, induit l'anisotropie uniaxiale, origine du caractère bistable de ces lames.

Le support le plus souvent utilisé est le verre, mais il est possible d'effectuer des dépôts ayant de bonnes propriétés magnétiques sur des supports métalliques, ce qui présente de nombreux avantages mécaniques et électroniques. L'état de surface du métal doit alors être particulièrement soigné et l'on effectue un prédépôt de SiO pour l'améliorer.

Dans l'électrolyse, le dépôt se fait sur un support de verre rendu préalablement conducteur par métallisation, ou sur support métallique à partir d'un électrolyte contenant des sels de nickel et de fer et divers additifs organiques.

Cette méthode est particulièrement intéressante pour les dépôts sur supports cylindriques.

Dans les deux cas, une des principales difficultés réside dans la maîtrise de la composition chimique pour obtenir une magnétostriction rigoureusement nulle.

Sans insister sur l'influence des conditions de préparation sur les caractéristiques des couches obtenues, notons simplement que c'est le manque de reproductibilité de ces caractéristiques qui a longtemps freiné le développement des applications.

Ces problèmes sont actuellement résolus et des lames convenables sont obtenues par les différentes méthodes.

Il est également possible d'ajuster, dans certaines limites, le champ coercitif et le champ d'anisotropie [31] pour adapter le matériau à l'application envisagée.

5.2.3. *Mémoires planes à couche unique*

Pour les raisons indiquées, le mode de sélection généralement adopté est la sélection par mot où chaque ligne du plan de mémoire correspond à un mot et chaque colonne à un bit de ce mot.

Les conducteurs de prélèvement sont placés perpendiculairement au conducteur de mot de façon à annuler tout couplage inductif.

La surface de l'information peut être soit délimitée géométriquement par un découpage de la couche magnétique, soit être déterminée sur une lame continue par l'intersection des conducteurs de mot et d'information, les champs magnétiques étant localisés sous les lignes de commande.

L'inscription est effectuée par la superposition d'une impulsion de mot et d'une impulsion d'information positive ou négative suivant que l'on veut inscrire un « 1 » ou un « 0 ».

A la lecture, seul le conducteur de mot est activé avec une amplitude suffisante pour produire une rotation de l'aimantation égale à 90°. La polarité du signal induit dans le conducteur de prélèvement détermine l'information enregistrée.

De nombreuses mémoires ont été réalisées suivant ce principe [32], la capacité la plus importante atteinte étant de 16 000 mots de 52 digits pour un cycle de 500 ns [33] et le cycle le plus court, de l'ordre de 60 ns pour quelques centaines de bits.

La lecture non destructive est possible, soit en utilisant le couple dû à l'anisotropie [30] ce qui suppose un matériau de très bonne qualité, soit, dans le cas de supports métalliques, le flux piégé dans ce support ce qui implique des impulsions de commande très brèves.

Si l'on désire aller plus loin en capacité et en vitesse, il est nécessaire d'augmenter la densité de façon à diminuer les interconnexions et les divers temps de transmission. On est limité dans cette voie par le champ démagnétisant et par les champs de perturbation des conducteurs et des éléments voisins et il ne paraît pas possible de dépasser 40 mots/cm soit environ 400 bits/cm².

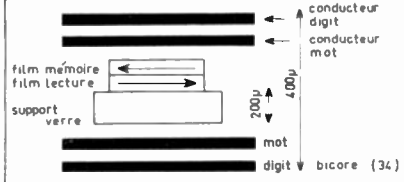
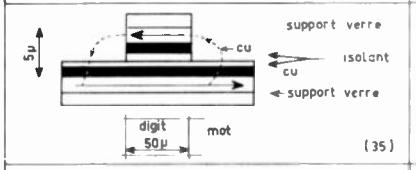
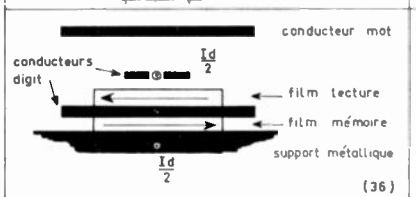
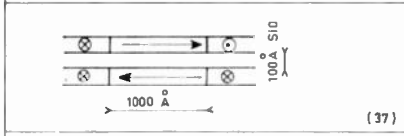
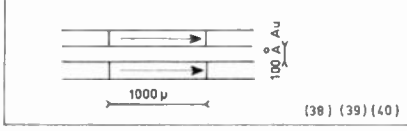
D'autre part la lecture non destructive à couche unique ne donne que des signaux faibles (1 mV), d'exploitation délicate.

Une solution à ces deux problèmes pourrait être apportées par les couches couplées.

5.2.4. *Couches couplées. Augmentation de la densité, lecture non destructive* (Tableau III)

L'influence du couplage sur les caractéristiques externes du point mémoire sera très différente suivant la nature du couplage, la zone affectée par ce couplage et la nature des couches couplées.

TABLEAU III

différents couplages	but principal	observations
	lecture non destructive	fort courant d'écriture cycle d'écriture lent (q q µs)
	forte densité	difficile d'assurer une bonne fermeture du flux
	lecture non destructive	possibilité de lecture très rapide difficulté technologique liée à la fabrication des conducteurs (résistance)
	augmentation du seuil de reptation	élimination des lignes de Bloch
	lecture non destructive	couplage parallèle

Couplage par champ démagnétisant d'une couche dure et d'une couche douce (Bicore) [34].

Il s'agit de deux couches superposées, l'une à fort champ coercitif, ou couche dure (CoFe) et l'autre à faible champ coercitif ou couche douce (Ni-Fe). Le champ de fuite de la couche dure est suffisant pour orienter, par déplacement de parois, l'aimantation de la couche douce en sens inverse de son aimantation propre.

A la lecture, seule l'aimantation de la couche douce bascule, puis se trouve ramenée à sa position initiale par la couche dure, ce qui permet une lecture non destructive très fiable. Le courant d'écriture nécessaire pour faire basculer la couche dure est élevé, et le cycle d'écriture suffisamment long (quelques μs) pour que la couche douce ait le temps de se positionner par déplacement de parois.

Couplage par champ démagnétisant de deux couches douces

Les caractéristiques des deux couches sont identiques, de façon à conserver de faibles courants de commande et une vitesse maximale. Dans le cas de la très forte densité, une bonne fermeture du flux implique une séparation entre couches inférieures à 10 μ, difficile à réaliser, et impose l'utilisation de conducteurs de commande et d'isolants évaporés [35]. Les densités espérées sont de l'ordre de 100 mots/cm.

Pour la lecture non destructive [36], seul le conducteur d'information reste entre les couches, le conducteur de mot étant à l'extérieur.

A la lecture, le conducteur d'information, d'épaisseur bien déterminée, sert d'écran. La rotation de la couche inférieure est faible et son champ démagnétisant favorise la retombée de l'aimantation de la couche supérieure dans sa position initiale. L'écriture est effectuée avec une impulsion plus longue, ce qui permet au champ de traverser l'écran.

Cette disposition n'a en fait été utilisée qu'avec des dépôts sur supports métalliques, les divers conducteurs étant obtenus par photogravure.

Couplage entre parois de Néel dans deux couches douces

C'est un couplage par champ démagnétisant, seules changent les dimensions de la zone affectée par ce couplage [37]. Le but recherché est la suppression des lignes de Bloch dont nous avons vu le rôle néfaste dans les phénomènes de reptation. Les premiers résultats confirment cette hypothèse. On observe cependant une diminution gênante du champ coercitif.

Couplage parallèle de deux aimantations

Ce couplage a été observé dans les couches évaporées sous vide avec divers intermédiaires métalliques non magnétiques [38] et, très récemment, sur des couches préparées par électrolyse avec couche intermédiaire d'or [39].

Ce phénomène, en plus de son intérêt considérable du point de vue fondamental, peut être utilisé pour la lecture non destructive [40].

C'est le champ de couplage qui sert de champ de rappel, mais les deux aimantations étant parallèles il n'est pas nécessaire qu'il soit supérieur au champ coercitif de la couche douce, comme dans les « bicores ».

D'autre part, ce champ de couplage ne diminue pas avec l'épaisseur comme le champ démagnétisant, ce qui permet de choisir des couches dans la zone d'épaisseur la plus favorable.

Enfin, il est probable que la suppression des lignes de Bloch continue à se produire, améliorant le seuil de perturbation.

Remarquons cependant que cette configuration est défavorable du point de vue champ démagnétisant et ne convient donc pas pour la forte densité.

5.3. Mémoires a couches minces cylindriques (Tableau IV)

Nous passerons rapidement sur ces dispositifs dont le principe de fonctionnement est identique à celui des films plans.

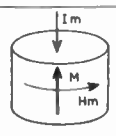
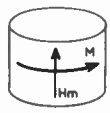
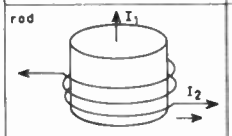
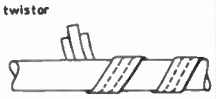
C'est ainsi que l'on peut faire correspondre le fil « *l* » au film plan à flux ouvert, le fil « *c* » au dispositif à flux fermé à deux couches douces, et que le « piggy-back twistor » possède une caractéristique externe identique à celle du « bicore ».

Cependant, la fermeture de flux pour les fils « *c* » est parfaite, et le couplage avec le conducteur de commande ou le conducteur de lecture suivant qu'il s'agit d'un fil « *l* » ou « *c* », excellent, ce qui permet soit un signal de sortie important, soit un courant de commande très faible.

Le câblage est, par contre, plus complexe, et l'impédance plus grande des lignes, ainsi que la densité moindre, conduisent à des temps de transmission plus élevés que pour les plans.

Les performances actuellement atteintes avec ces géométries sont équivalentes à celles des mémoires

Tableau IV

types	matériau	signal mV	épaisseur	courant	remarques
fil "L" 	Ni Fe (80-20) uniaxial	1	faible	faible	forte densité de mot possible
fil "C" 	Ni Fe (80-20) uniaxial	10	grande	fort	forte densité de digit possible
rod 	Fe Ni (97-3) isotrope	>20	grande	moyen	sélection par courants coïncidents possible
twistor 	Co Fe Mo Ni Fe uniaxial	5	grande	fort	

planes, et de nombreuses réalisations, dont certaines sont commercialisées, sont décrites dans la littérature [41].

Ce sont probablement les critères de rendement de fabrication et de facilité d'intégration des éléments de mémoire dans l'ensemble du « bloc » mémoire qui seront déterminants pour l'évolution ultérieure.

6. Conclusion

Il est difficile de trouver beaucoup d'unité dans toutes ces recherches, sauf peut-être l'utilisation systématique des techniques collectives de préparation et le lien très étroit existant entre les aspects scientifiques et techniques.

Cela suppose une collaboration étroite du physicien et de l'ingénieur au sein d'une même équipe, collaboration qui a déjà conduit à des résultats très positifs dans le domaine de la recherche fondamentale.

Les progrès ainsi réalisés dans la compréhension des mécanismes fondamentaux ne sauraient manquer de réagir sur les dispositifs, aussi, encouragés par les résultats déjà acquis, nous nous montrerons résolument optimiste quant à l'avenir des alliages magnétiques dans les dispositifs à mémoires.

BIBLIOGRAPHIE*

[1] FELDTKELLER E. — Symposium on the electric and magnetic properties of thin films. Louvain, sept. 61.
[2] FELDTKELLER E. — *Z. Ang. Physik*, 17, 3, 1964, p. 121.
[3] MIDDELHOEK S. — Thesis. Amsterdam 1961.
[4] SMITH D.O. — Magnetism Ed. H. Suhl G. Rado Academic Press, 1963.
[5] MEE C.D. — *Intermag.*, 1963, 4-1.
[6] FISHER R.D. — *Intermag*, 1963, 4-5.
[7] BATE G., SPELIOTIS D.E., ALSTAD J.K., MORRISON J.R. — Int. Conf. on Magnetism. Nottingham, sept. 1964.
[8] KAWAMATA A. — *Intermag* 1963, 4-3.
[9] SPELIOTIS D.E., KUMP H.J. — *Intermag*, 1964, 3-2.
[10] BON Th., WENDELL D.C. — US Patent 2.644.787, 1953.

* La bibliographie donnée ci-dessus est une sélection établie par l'auteur ; les lecteurs qui seront intéressés par cette question voudront bien se reporter à la bibliographie complète publiée par les Editions CHIRON dans les actes du Colloque.

[11] SALLO J.S., CARR J.M. — *Electrochemical Soc.*, V. 109, 11, 1040, 1962.
[12] ALLEN H.R., CARR J.M., PETERSON H.G., SALLO J.S. — *Intermag* 1964, 6-4.
[13] ELMORE G.V., BAKES P. I. — *Electrochemical Soc.*, 111-II, p. 1244, 1964.
[14] MEE C.D., MIDDELHOEK S., VALSTYN E.P. — Int. Conf. on Magnetism, Nottingham, sept. 1964.
[15] BATE G., SPELIOTIS D.F., MORRISON J.R. — *J.A. Ph.*, 35, 972, 1964.
[16] MIYATA J., LENTZ T. — Large capacity Memory Techniques. Ed. C. Yovits, McMillan Comp., N. Y., 1962.
[17] BROADBENT K.D. — *IRE Transactions E.C.*, 9, 321 (1960).
[18] SPAIN R.J., JAUVTIS H., FULLER W. — Colloque Int. Techniques de Mémoires, Paris, 1965.
[19] FULLER W., RUBINSTEIN H. — Large Capacity Memory Techniques. Ed. C.-Yovits, McMillan Comp., N. Y. 1962.
[20] BRIGGS G.R., TUSKA J.W. — *Intermag*, 1963, 3-4.
[21] FULLER H.W., MCCORMACK T.L., BATTAREL C.P. — *Intermag.*, 1964, 5-5.
[22] HOWARD R.A., WELLS P.E., CANN L., DAVIS J.S. — Large Capacity Memory Techniques. Ed. C. Yovits McMillan Comp., N. Y., 1962.
[23] SALLO J.S. — *Intermag*, 1964, 3-6.
[24] BOBECK A.H. — *Intermag.*, 1963, 3-2.
[25] NÉEL L., *CRAS* 237-1468-1613, 1953. *J. Phys. Radium*, 15, 225 (1954).
[26] WEST F.G. — *J.A. Physics*, 35, 6, 1827,-1964.
[27] SMITH D.O., WEISS G.P. — Conf. on Magnetism Atlantic City, nov. 1964.
[28] FUCHS, PFISTERER. — 5e Congrès Int. Microscopie Electronique. Philadelphie, 1962.
[29] MIDDELHOEK. — *Zeit. für Angewandte Physik*. Vol. 14, 191, 1962.
[30] ANTIER C., CHABANAS L., GRUNBERG G., ROCHET. — Colloque Int. Mémoires, Paris, avril 1965.
[31] CROWTHER T.S. — *Intermag* 2, 8, 1965.
[32] RAFFEL J.I., CROWTHER T.S., ANDERSON A.H., HERNDON T.O. — *IRE Proc.*, vol. 49, 155, 1961.
[33] BITTMANN E.E. — Fall Joint Comp. Conf. 1964.
[34] PETSCHAUER R.J., TURNQUIST R.D. — Western Joint Comp. Conf. Los Angeles, May 1961.
[35] RAFFEL J.I. — *J.A. Ph.*, mars 1964, 748.
[36] KOHN G., JUTZI W., MOHR Th., SEITZER D. — *Intermag* 1965, 8-3.
[37] MIDDLEHOEK. — *J. A. Ph. Letters*, août 1964, p. 70.
[38] BRUYÈRE J.C., MASSENET O., MONTMORY R., NÉEL L., *CRAS* 258, p. 841, p. 1423 (1964).
[39] GIRARD R., GRUNBERG G., LE GUILLERN. — Conf. Int. Techniques de Mémoires. Paris, avril 1965.
[40] BRUYÈRE, CLERC-VALIN. — Conf. Int. Techniques de Mémoires. Paris, avril 1965.
[41] FEDDE G.A., GUTTROFF G.H. — Nat. Electronics. Conf. 1964.

LES CIRCUITS OPTOÉLECTRONIQUES*

PAR

J.G. Van SANTEN

Laboratoires de Recherches de la Société Philips
N.V. Philips Gloeilampenfabrieken
Eindhoven - Pays-Bas

Les circuits optoélectroniques sont des circuits électroniques dans lesquels la transmission de l'énergie des signaux s'opère en partie sous forme de lumière et en partie sous forme de courants électriques [1]. Bien que cette définition puisse englober les circuits à photoconducteurs assurant l'éclairage automatique des installations de chauffage et les circuits à photodiodes destinés à la lecture de séries de cartes perforées, je me garderai d'aborder ici de telles applications. Mon propos est de faire le point des connaissances relatives aux montages optoélectroniques réellement mixtes, et je terminerai cet exposé par quelques exemples de mémoires optoélectroniques.

La définition ci-dessus implique que tout circuit optoélectronique doit comporter deux catégories d'éléments : les uns transforment la lumière qu'ils reçoivent en énergie électrique, les autres émettent de la lumière lorsqu'une énergie électrique leur est appliquée. Nous prendrons comme exemple de la première catégorie les photoconducteurs, et comme exemple de la seconde, les éléments électroluminescents. Un photoconducteur peut être considéré, du point de vue électrique, comme une résistance pure dont la valeur ohmique varie en fonction de la lumière incidente ; dans l'obscurité, il équivaut à un isolant. Un élément *EL* peut, de même, être assimilé à un condensateur à pertes variables qui émet de la lumière lorsqu'une tension alternative lui est appliquée. Le choix de ces exemples correspond au fait que les éléments *EL* et *PC* sont ceux-là même qui constituent les montages optoélectroniques mixtes et permettent leur utilisation [2, 3]. La figure 1 présente de tels montages. L'exemple particulièrement simple de la figure 1*a* comporte un photoconducteur en série avec un élément *EL*.

L'avantage spécifique de ce montage est qu'il permet de faire commander le photoconducteur *PC* par plusieurs éléments *EL*. Ces derniers, bien qu'optiquement couplés au même photoconducteur, sont parfaitement découplés entre eux puisque le croisement de leurs faisceaux lumineux n'entraîne aucun court-circuit de leurs signaux électriques d'entrée. De plus, la transmission des signaux est rigoureusement unidirectionnelle car la lumière réfléchie par le photoconducteur n'exerce aucune influence sur la tension d'entrée des éléments *EL*. De la même manière, un seul élément *EL* peut attaquer plusieurs photoconducteurs dont les sorties électriques se trouvent absolument découplées.

Il est possible de construire des circuits logiques à partir d'éléments *EL* et *PC*. Ce procédé présente l'avantage d'éviter l'emploi de résistances et condensateurs supplémentaires, mais a l'inconvénient d'une grande lenteur de fonctionnement. Le passage d'une bascule symétrique d'un état stable à un autre prendrait quelques millisecondes, temps très supérieur à celui que demanderait un circuit purement électronique. Néanmoins on pourra, dans certains cas, envisager l'emploi des circuits *EL* - *PC* mixtes, en raison de leur construction particulièrement facile et économique.

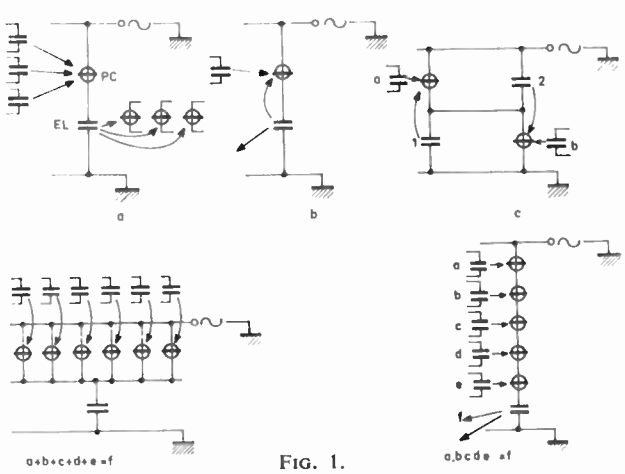


FIG. 1.

(*) Conférence prononcée en anglais par l'auteur à la séance inaugurale du Colloque International sur les Techniques des Mémoires, le 5 avril 1965, à Paris.

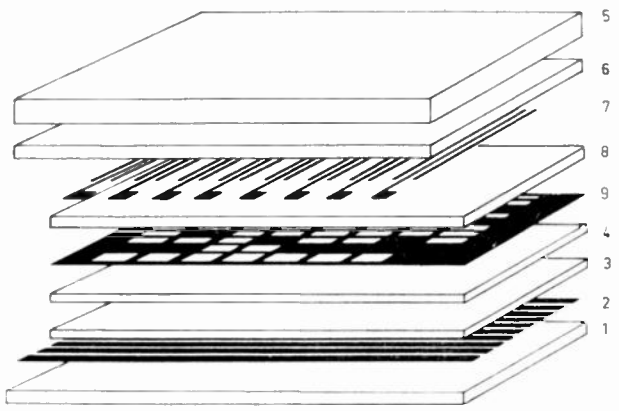


FIG. 2.

Pour préciser la constitution d'un circuit *EL* - *PC*, prenons comme exemple l'étude d'un décodeur simple pour affichage numérique (fig. 2). Le support de la couche *EL* est une plaque de verre (1) comportant un groupe d'électrodes d'or enrobées de vernis (2). Sur ce groupe d'électrodes est déposée la couche *EL* dans un émail vitrifié (3). Cette couche est recouverte par pulvérisation d'une pellicule d'oxyde d'étain (4) transparente et conductrice. Le support des éléments *PC* est une plaque de céramique enduite de vernis (5 et 6). Sur cette plaque est déposé un second groupe d'électrodes d'or (7). Du CdSe (8) est ensuite appliqué sur ce support et cuit au four. La qualité du couplage optique entre les éléments *EL* et *PC* s'obtient en plaçant la couche *PC* au-dessus de la couche *EL*, c'est-à-dire du côté de l'oxyde d'étain. Un cache mince (9) intercalé entre les deux éléments évite les courts-circuits ainsi que les couplages optiques parasites.

Sur le même principe d'une couche *EL* et d'une couche *PC*, mais en variant la disposition des électrodes, il est possible de réaliser d'autres circuits tels que compteurs en anneau, matrices d'addition et de multiplication, cellules de décodage, etc. Le nombre d'applications est limité par la lenteur de fonctionnement. Il s'agira par exemple d'affichages numériques, de calculatrices de bureau, de dispositifs de lecture, de matériels de centraux téléphoniques, etc.

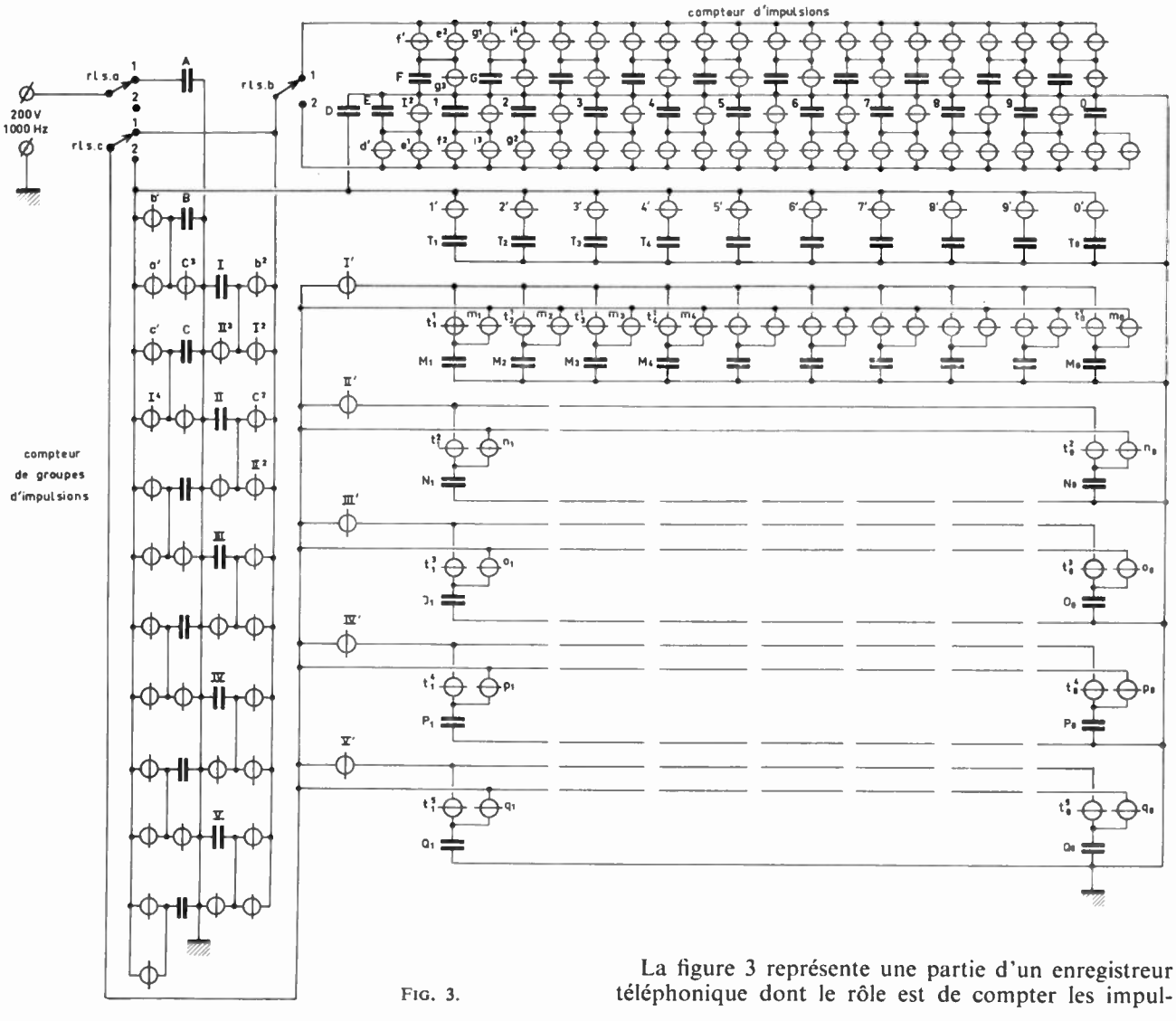


FIG. 3.

La figure 3 représente une partie d'un enregistreur téléphonique dont le rôle est de compter les impul-

sions produites par le cadran. Le chiffre du compteur est transmis à une mémoire sur un ordre provenant du compteur de groupes d'impulsions. Le groupe suivant d'impulsions incidentes est compté puis transmis à une seconde mémoire, et ainsi de suite.

Du point de vue technologique, chaque circuit mixte est assimilable à un élément unique. L'enregistreur présenté ici comporte ainsi huit éléments qui remplissent les mêmes fonctions qu'un grand nombre de relais dans un enregistreur classique. Mais, comme nous l'avons déjà vu, ces circuits sont lents, et cela tient à l'élément *EL*. D'abord, cet élément doit être excité par une tension alternative, ce qui revient à faire commuter un condensateur par une résistance (en fait, le photoconducteur). Ce désaccord électrique est favorable au rendement de la commutation. En second lieu, le rendement de l'élément *EL* en ce qui concerne la production de la lumière est faible ; il ne dépasse guère 0,5 % pour toute transformation d'énergie électrique en rayonnement. Il s'ensuit que le photoconducteur doit être sensible, donc lent.

Cette dernière affirmation trouve facilement sa justification. La sensibilité d'un photoconducteur s'exprime par le produit $\mu\tau$, μ étant la mobilité des porteurs électrisés et τ leur durée de vie. Pour que le $\mu\tau$ d'un photoconducteur donné soit grand, il faut que τ soit grand. De plus, le temps de réponse τ_n aux variations d'intensité lumineuse est, dans le photoconducteur CdSe utilisé, d'un ordre de grandeur supérieur à celui de la durée de vie. Pour le montage envisagé, le calcul montre que ce temps de réponse serait de quelques millisecondes.

Peut-on rechercher une amélioration en augmentant le rendement des éléments *EL* à courant alternatif ? Compte tenu du mécanisme de la production de lumière (à savoir l'excitation d'une région à champ élevé ne constituant qu'une petite partie du cristalloïde), une telle amélioration paraît très improbable. On peut alors se demander s'il ne serait pas plus avantageux d'utiliser d'autres éléments émetteurs de lumière. La réponse est affirmative. On connaît actuellement des diodes *PN* à polarisation directe ayant un assez bon rendement lumineux. C'est ainsi que, pour des diodes luminescentes à injection, on a pu mesurer, à température ambiante normale, des rendements extérieurs de 1,5 % dans le cas des diodes au GaP [4] et de quelques pour cent dans les cas des diodes au GaAs [5]. Les rendements intérieurs correspondants seraient certainement supérieurs puisque seule une assez faible fraction de la lumière produite peut sortir du cristal en raison de la grande valeur des indices de réfraction (3 pour le GaP et 3,5 pour le GaAs).

Ces diodes luminescentes à injection peuvent être associées à des dispositifs photosensibles tels que photoconducteurs, transistors à effet de photochamp, phototransistors et transistors photodiodes. Avant de donner une estimation du produit gain-bande passante de ces associations, quelques remarques s'imposent. Si l'on savait construire des circuits opto-électroniques mixtes ayant une vitesse de commutation au moins égale à dix fois celle des circuits *EL-PC* actuels, des applications pratiques deviendraient certainement possibles. En effet, les montages opto-électroniques, déjà connus sous leur forme *EL-PC*, possèdent les mêmes propriétés que les relais utilisés depuis plusieurs années dans les circuits logiques. Mais il faut noter aussi que ces circuits mixtes doivent être *bon marché*. Jusqu'ici, on n'a pas réalisé l'association d'émetteurs et de récepteurs de lumière en un bloc unique comme on l'a fait pour les éléments *EL-PC*, et la possibilité d'une telle association, qui permettrait des montages économiques, reste à prouver. On doit donc se contenter de juxtaposer des éléments. Le produit gain-bande passante du montage résultant est toujours inférieur à celui du récepteur seul. Si pour un montage comprenant une diode luminescente à injection et un photoconducteur nous appelons n le gain en courant et τ le temps de réponse pris égal à la durée de vie, le rapport n/τ est donné par la relation approchée :

$$\frac{n}{\tau} = \frac{\alpha V_{dr}}{d V_{dr}}$$

α étant la vitesse de dérive des porteurs électrisés et d la distance des électrodes (1).

On aurait des expressions analogues dans le cas de montages comprenant une diode luminescente à injection et un phototransistor ou un transistor à effet de photochamp. En remarquant que $V_{dr}/d = 1/\tau_t$, τ_t étant le temps de transit des porteurs électrisés dans le photoconducteur, on peut écrire :

$$\frac{n}{\tau} = \frac{\alpha}{\tau_t}.$$

Cette relation signifie que le produit gain-bande passante du montage est α fois plus petit que celui du photoconducteur. Le coefficient α est toujours inférieur à 1, et actuellement il se situe entre 10^{-2} et 10^{-3}, c'est-à-dire que le montage optoélectronique reste beaucoup plus lent que le circuit électronique équivalent qui aurait le même gain. Cette particularité rend impensable le remplacement des calculateurs électroniques par des calculateurs opto-électroniques.

On peut cependant se demander s'il est possible d'utiliser des montages opto-électroniques dans les calculateurs électroniques pour relier entre eux des blocs de circuits logiques. Cette solution, qu'on pourrait appeler celle des « liaisons par rayonnements », a été souvent préconisée et continue à l'être. L'un des arguments quelquefois avancés en sa faveur est que la vitesse de la lumière est la vitesse maximale avec laquelle on puisse transmettre des informations d'un point à un autre. Cela est évidemment vrai tant que la transmission se fait dans le vide ou dans l'air, mais lorsqu'il s'agit de solides, on voit diminuer la différence entre la vitesse de propagation de la lumière et celle d'un signal électrique le long d'un fil entouré d'un isolant. La vitesse de la lumière dans un milieu quelconque est égale à c/n, c étant sa vitesse dans le vide et n l'indice de réfraction du milieu. La vitesse d'un signal électrique dans un fil entouré d'un

(1) Cette distance est le produit de trois termes : rendement lumineux de la diode luminescente à injection, coefficient de couplage et rendement de la production de porteurs électrisés par le photoconducteur.

isolant ayant une constante diélectrique k est c/Vk. L'indice de réfraction du verre normalement utilisé en fibres est de 1,7 tandis que, pour l'isolant, on peut admettre que $k = 4$, c'est-à-dire $Vk = Z$.

Le rapport des deux vitesses n'est donc que de 1,2. La vitesse de propagation de la lumière deviendrait même inférieure à celle des signaux électriques si, en vue d'obtenir un meilleur couplage optique, on devait utiliser des fibres en matière dont l'indice de réfraction soit mieux adapté à celui des émetteurs et des récepteurs.

Supposons toutefois qu'on réalise des liaisons par rayonnement, en admettant qu'on ait résolu les problèmes posés par le couplage optique et par les liaisons mécaniques. Même dans ce cas, la solution serait peu avantageuse du fait de la faible valeur relative du produit gain-bande passante des montages opto-électroniques envisagés précédemment.

Il est vrai que pour les calculateurs rapides travaillant dans le domaine de la nanoseconde, les liaisons commencent à être une source de difficultés. Mais, comme nous l'avons vu, les liaisons par rayonnement n'apporteraient aucune amélioration, dans l'état actuel des choses.

Loin de moi l'idée de prétendre que les circuits opto-électroniques ne sont susceptibles d'aucune application dans les calculateurs. De telles applications sont certainement possibles en ce qui concerne les éléments d'entrée et de sortie. Ces circuits peuvent servir à relier des sous-ensembles de calcul lorsque la liaison des masses générales entre elles est gênante ou impossible en raison des courants de circulation. Une autre application est la suppression du bruit en phase à l'extrémité réception d'une ligne de transmission de données de grande longueur. MERRYMAN [6] a proposé un circuit capable de remplir cette fonction, il est représenté en figure 4. Les signaux d'entrée

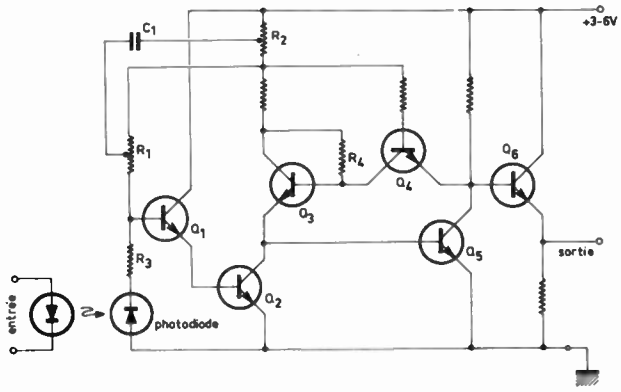


FIG. 4.

attaquent une diode luminescente à injection au GaAs; cette diode est couplée optiquement à une photodiode, elle-même suivie d'un amplificateur. La diode est isolée de la photodiode du point de vue électrique.

WUNDERMAN [7] indique une autre application permettant d'utiliser la particularité la plus remarquable des montages opto-électroniques, à savoir l'isolement électrique de l'entrée et de la sortie. La figure 5 est le schéma d'un modulateur de brillance

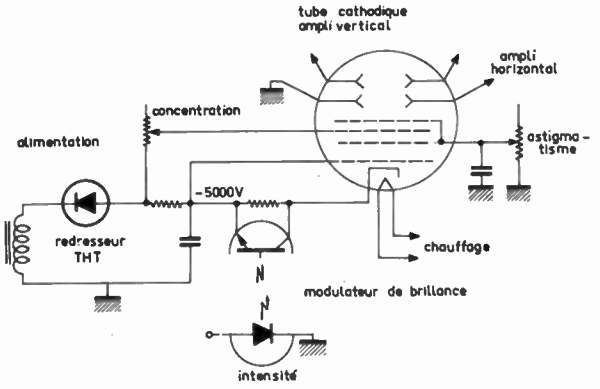


FIG. 5.

pour un tube à rayons cathodiques. Dans un TRC, les tensions d'accélération sont habituellement de plusieurs kilovolts, alors que les plaques de déviation sont à un potentiel proche de la masse. Le wehnelt et la cathode sont donc négatifs de plusieurs milliers de volts par rapport à la masse. Il est alors difficile de moduler l'intensité du faisceau par application directe d'un signal relativement faible entre wehnelt et cathode. Cette modulation de brillance devient très facile en utilisant une diode luminescente à injection et un phototransistor. Le couplage de l'émetteur et du récepteur par un simple rayon lumineux assure un isolement élevé, et la différence de tension entre ces deux éléments peut atteindre 20 kV sans inconvénient.

Plusieurs autres applications peuvent être envisagées, mais on s'accorde à penser que leur nombre restera limité.

La question se pose de savoir si l'on pourrait théoriquement augmenter la rapidité dans de larges mesures. Il semble que ce soit improbable, du moins avec les montages décrits ici. J'aimerais à ce sujet me référer aux travaux de M. COOKE YARBOROUGH et de ses collaborateurs [8]. Ils ont proposé un montage opto-électronique intéressant qui, par principe, pourrait être très rapide. Le gain nécessaire s'obtient en accélérant des électrons dans le vide à l'aide d'une haute tension. La figure 6 représente schématiquement un élément logique « NI ». Lorsque la photocathode ne reçoit aucune lumière, la diode luminescente à injection en émet au contraire, car la diode en parallèle avec elle présente une résistance relativement élevée. L'arrivée d'un signal lumineux sur la photocathode libère des électrons qui sont accélérés et viennent frapper la diode ; celle-ci devient le siège d'un phénomène de conductivité induite par bombar-

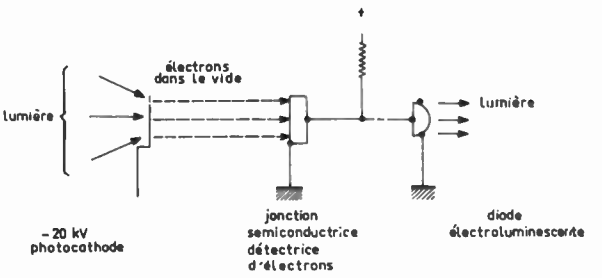


FIG. 6.

dement. Par conséquent, la diode luminescente à injection est court-circuitée, et son émission de lumière s'arrête brusquement.

Ce circuit présente les particularités suivantes : il réaliserait un gain (par multiples et sous-multiples de quatre) et une inversion, c'est-à-dire permettrait toutes les opérations logiques concevables ; il serait rapide, et vraisemblablement assez pour changer d'état au rythme de $2 \cdot 10^8$ fois par seconde malgré une consommation de puissance inférieure à 15 mW par élément logique.

Cela a l'air très prometteur, mais la réalisation de ce projet dépend de la solution de certains problèmes qui, d'après les auteurs, sont nombreux et redoutables.

N'oubliant pas que ce colloque a pour objet les techniques des mémoires, nous terminerons notre entretien par quelques exemples d'utilisation de l'opto-électronique dans ce domaine. De nombreux projets concernant des mémoires à base d'éléments *EL* et *PC*, je n'en parlerai pas, parce que :

1° la réalisation des grands groupements nécessaires est affreuse du point de vue technologique,

2° les montages *EL-PC* sont lents,

3° la durée de service des couches *EL* est assez réduite.

Les mémoires envisagées sont du type à lecture seule dont la figure 7 montre le principe général. Une carte perforée ou une plaque photographique est interposée entre une ou plusieurs sources lumineuses et un ou plusieurs récepteurs. A partir de là, deux procédés sont utilisables. Le premier consiste à faire balayer la carte ou la plaque porteuse d'informations par un faisceau ou spot lumineux : les parties opaques ne laissent pas passer la lumière vers le récepteur,

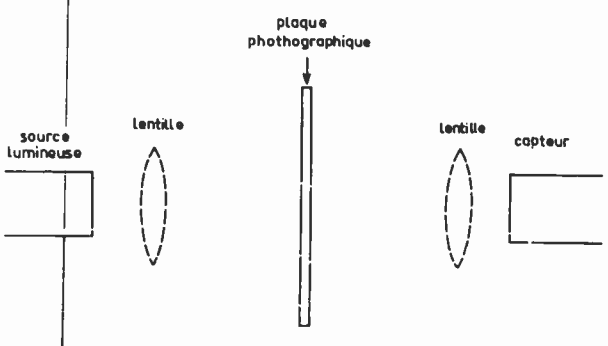


FIG. 7.

tandis que les parties transparentes autorisent la transmission et l'enregistrement des signaux lumineux. Le second procédé consiste à faire correspondre un capteur de lumière à chaque « grain d'information » de la plaque et à éclairer uniformément celle-ci, la conductance des capteurs placée en face des parties transparentes.

Pour obtenir le spot lumineux mobile nécessaire dans le premier procédé, on a pensé à différents moyens. L'un d'eux est la couche *EL* à grille en croix. La sélection du point qui doit émettre de la lumière se fait en appliquant des tensions appropriées aux fils x et y correspondant à ce point. Si ce dispositif n'a pas encore été utilisé dans la pratique, c'est que la trop faible différence de luminosité entre l'intersection sélectée et les points situés sur la même ligne et sur la même colonne limite le nombre de cellules pouvant constituer un groupement. On peut augmenter la différence de luminosité en utilisant une couche à résistivité non linéaire, mais cela ne supprime pas le second inconvénient du dispositif, à savoir la luminescence résiduelle du phosphore *EL*. Le temps de lecture ne peut pas descendre en dessous d'environ 30 μs par digit. On peut, de plus, améliorer la différence de luminosité en utilisant deux excitations sinusoïdales de fréquence différente, l'une, f_1, pour les lignes et l'autre, f_2, pour les colonnes. En raison de la variation non linéaire de l'émission de lumière en fonction de la tension, la courbe de luminosité comportera une composante de fréquence $f_1 - f_2$. Les points à demi-sélectés n'émettent pas de lumière à cette fréquence, et donc en utilisant des amplificateurs accordés sur la fréquence $f_1 - f_2$ on obtiendra une meilleure sélection de l'intersection désirée. L'expérimentation a été faite par HOFFMANN et JONES [9] à l'aide d'un panneau de 128 × 128 éléments. La densité d'informations était de 400/cm² et le temps d'accès de 100 μs.

Une densité d'informations beaucoup plus élevée a été réalisée dans la photomémoire décrite par KING [10] et étudiée en vue d'un dictionnaire pour traduction de russe en anglais. La source lumineuse est un CHT. Les données numériques se présentent sous la forme de petits carrés noirs et blancs sur un disque photographique. Le balayage s'effectue mécaniquement par rotation du disque et mouvement de translation d'une lentille. La densité d'information est de l'ordre de $4 \cdot 10^6$/cm² et le temps d'accès de 30 ms.

Quittant le procédé de la lecture à spot lumineux mobile, je terminerai par celui dans lequel la plaque photographique ou la carte preforée est uniformément éclairée mais où chaque information élémentaire correspond à un récepteur. La lecture globale d'une bande en est un exemple. Dans la plupart des dispositifs

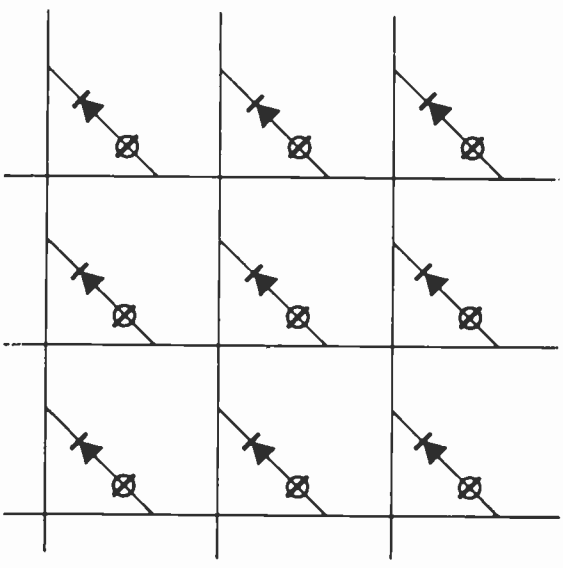


FIG. 8.

actuels de commande numérique des machines-outils, les informations relatives au choix de l'outil, aux coordonnées de position, etc. se lisent ligne après ligne sur une bande, et certaines de ces informations doivent être mises provisoirement en mémoire en attendant la fin d'une opération donnée. On peut supprimer cette mémoire provisoire en lisant les informations de manière simultanée sur une plaque avec des photoconducteurs (c'est la lecture globale).

Un autre exemple serait la mémoire semi-permanente comportant une matrice à photoconducteurs. (fig. 8). A chaque intersection se trouve un photoconducteur et une diode, le premier devant avoir une faible résistance ohmique lorsqu'il est éclairé afin que le temps d'accès soit court. Les problèmes posés par ce genre de mémoire sont actuellement à l'étude.

Pour conclure, on peut dire que le rôle des circuits opto-électroniques en électronique ne sera peut-être pas nul mais qu'il sera modeste.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DIEMER G. et VAN SANTEN J.G. — Philips Research Report, **15**, 368, 1960.

[2] VAN SANTEN J.G. — Digest 1962, Integrated Solid State Circuits Conference, p. 14.

[3] BRAY T.E. — Chapitre 16 de : Optical Processing of Information, Spartan Books, Baltimore, 1963.

[4] GRIMMEIS H.G. et SCHOLZ H. — Physics *Letters*, **8**, 233, 1964.

[5] BIARD J.R., BONIN E.L., MATZEN W.T. et MERRYMAN J.D. *Processings I.E.E.E.* **52**, 1529, 1964.

[6] MERRYMAN J.D. — Digest 1965 Integrated Solid State Circuits Conference, p. 58.

[7] WUNDERMAN I. — A paraître.

[8] YARBOROUGH COOKE E.H., GIBBONS P.E. et IREDALE P. — *Processings I.E.E.* **111**, 1641, 1964.

[9] HOFFMANN G.R. et JONES P.L. — *Processings I.E.E.* 109 B, 177, 1962.

[10] KING G.W. — Chapitre 19 de : Large Capacity Memory Techniques for Computing Systems. MacMillan, New York, 1962.

Colloque International sur les Techniques des Mémoires

L'UTILISATION DES CORPS FERROÉLECTRIQUES DANS LES MÉMOIRES *

PAR

J.M. HERBERT

Plessey UK Ltd., Allen Clark Research Centre
Caswell, Towcester, Northants

Les corps ferroélectriques ne sont pas actuellement utilisés dans les calculateurs du commerce bien qu'ils satisfassent à la principale condition nécessaire qui est de posséder deux états stables pouvant être commutés par une impulsion électrique (fig. 1). Cette lacune provient d'une part de certaines limitations des propriétés de ces corps, et d'autre part de leur incompatibilité avec les calculateurs existants, en ce qui concerne l'impédance. Ils conservent cependant un intérêt en raison de la possibilité d'utiliser des transistors à impédance supérieure tels que les dispositifs à effet de champ, c'est-à-dire des calculateurs ayant eux-mêmes une impédance supérieure, en raison aussi de la miniaturisation très poussée à laquelle se prêtent pratiquement les cristaux minces et enfin de l'existence de différents systèmes permettant d'exploiter leurs propriétés pyroélectriques, piézoélectriques et optiques.

Il est peut-être remarquable que, malgré le peu d'applications pratiques dont les corps ferroélectriques ont fait l'objet, les processus de commutation dont ils sont le siège aient été étudiés de manière très détaillée et soient au moins aussi bien connus que ceux intéressant les ferrites polycristallines. L'explication de ces recherches réside dans le fait qu'il est simple de rendre optiquement visibles les parois séparant les domaines à l'intérieur des corps ferroélectriques, et également au fait que de nombreux monocristaux ferroélectriques transparents sont faciles à se procurer.

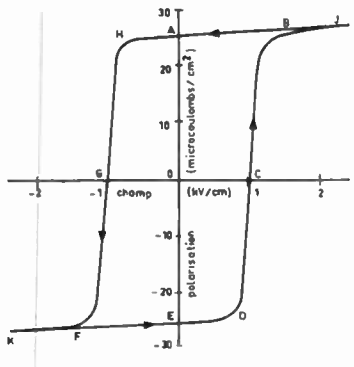


FIG. 1. — Relation entre la polarisation et le champ pour un cristal ferroélectrique soumis à une tension alternative (titanate de baryum, 50 Hz, 18 °C).

Une étude critique de la ferroélectricité a été écrite par MERZ en 1962 [1] et WAKU a publié, il y a un an, des données complètes concernant le titanate de baryum [2]. Si notre connaissance des processus de commutation dans les monocristaux ferroélectriques a progressé de façon régulière, très rares ont été les publications postérieures à 1957 portant sur l'utilisation des monocristaux dans les mémoires. On trouve, par contre, des articles de KAUFMAN [3 et 4], de LAND, SMITH et WESTGATE [5] et de quelques autres qui traitent de l'emploi des céramiques ferroélectriques. Il y a également eu des progrès considérables dans les procédés de cristallisation et dans la réalisation des plaques cristallines très minces. C'est ainsi que BROWN et TODT ont fabriqué des cristaux par un procédé dit de « floating zone » [6], tandis que LAST a pu graver des cristaux jusqu'à 1 μ [7].

Il existe actuellement plus de cent substances connues comme étant ferroélectriques, dont 83 déjà indiquées par MERZ en 1962 [1], mais aucune n'est exempte des phénomènes nuisibles constatés sur le titanate de baryum. Dans les mémoires réelles, ces phénomènes se traduisent par une commutation partielle sous l'effet d'impulsions fractionnaires et par des baisses notables de signal au moment de la commutation. La commutation partielle est due à l'absence d'un champ coercitif bien défini ; le temps de commutation est habituellement une fonction exponentielle décroissante du champ lorsque celui-ci croît à partir de zéro (fig. 2). La baisse de signal peut être soit temporaire si elle est due à l'accumulation d'une charge d'espace dans le cristal, soit permanente si

(*) Conférence prononcée en anglais par l'auteur à la séance inaugurale du Colloque International sur les Techniques des Mémoires, le 5 avril 1965, à Paris.

elle est due à la formation de domaines à 90°. Ces phénomènes n'interdisent pas l'emploi des cristaux dans les mémoires, mais ils limitent la période à une

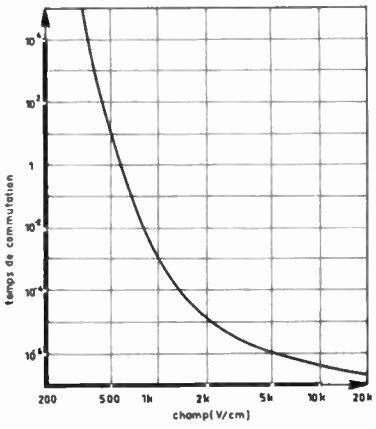


FIG. 2. — Temps de commutation en fonction du champ appliqué pour le titanate de baryum à 25 °C, épaisseur du cristal : 75 μ (d'après MERZ, *Journal of Applied Physics*, *27*, 938-945).

valeur qui est, par exemple, supérieure à 10 μs pour le titanate de baryum (fig. 3).

Dans les corps ferroélectriques, l'absence du champ coercitif défini qui existe dans les corps ferromagnétiques résulte d'une différence fondamentale des mécanismes de commutation. Dans les corps ferromagnétiques, les parois séparant les domaines sont maintenues par des imperfections jusqu'à ce qu'on dépasse un certain champ liminal, puis il se déplace au travers du cristal perpendiculairement au champ avec une vitesse proportionnelle à ce dernier. Pour des champs

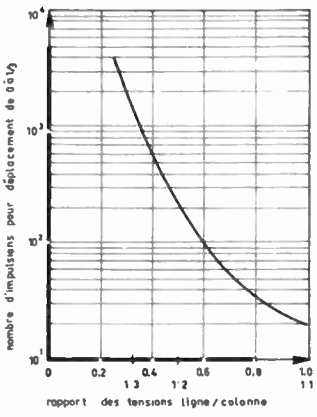


FIG. 3. — Nombre d'impulsions de ligne donnant un déplacement de 0 à 1/3 pour diverses valeurs du rapport des tensions ligne/colonne (temps d'accès 10 μs).

inférieurs au champ coercitif, la paroi ne peut que s'écarter de sa position et elle revient à son état initial lorsque le champ cesse. La commutation partielle ne peut se produire que si l'on applique des impulsions brèves d'une amplitude supérieure au champ coercitif : la paroi reste alors dans une position intermédiaire.

Dans les corps ferroélectriques, il existe une phase initiale pendant laquelle les domaines se rassemblent puis se développent en pointes dans le sens du champ. Les premiers rassemblés atteignent l'électrode éloignée et s'y stabilisent. Comme ce rassemblement et ce développement ne nécessitent que de faibles champs, on assiste presque en permanence à une commutation partielle. Les mouvements transversaux, apparemment négligeables, semblent résulter surtout du rassemblement et du développement dans le sens du champ autour du bord des domaines existants.

On a quelquefois essayé de s'affranchir de la limitation résultant de l'absence d'un champ coercitif réel. PULVARI [8] a décrit des cristaux de niobate de sodium contenant du vanadium et de titanate de bismuth qui semblaient posséder un net seuil de commutation. L'examen de cristaux analogues par MILLER et ses coauteurs [9] a montré que la commutation se faisait de l'état antiferroélectrique vers l'état ferroélectrique et n'était pas toujours réversible. FANG et FATUZZO [10] pensèrent que les champs liminaux constatés dans leurs titanates de bismuth et de baryum bismuth étaient dus à des imperfections dans les cristaux. Il s'ensuivrait que, pour un cristal possédant un champ liminal défini, il faudrait qu'il soit soumis à une certaine contrainte ou que sa structure soit déformée, et il serait alors difficile d'obtenir un état reproductible. PULVARI [11] a également proposé d'utiliser comme élément logique et à mémoire deux cristaux ferroélectriques identiques en série. Si ces deux cristaux sont polarisés dans le même sens, ils se conduisent de la même façon qu'un cristal simple d'une épaisseur double de celle de chacun. Si les deux cristaux sont polarisés en sens contraire, celui dont la polarisation est dans le sens du signal appliqué a une forte impédance, c'est-à-dire que la plus grande partie de la tension d'entrée se retrouve à ses bornes. L'autre cristal, qui n'a à ses bornes qu'une petite fraction de cette tension, n'est pas commuté. On rencontrera des difficultés à harmoniser les deux parties de manière à obtenir le résultat désiré, comme cela se produit souvent lorsqu'on veut effectuer une division de tension à l'aide de condensateurs, mais des résultats encourageants ont déjà été enregistrés en faisant commander des panneaux d'affichage par de tels montages.

La formation de domaines à 90° minces sur les bords des cellules de mémoire est décrite par HAYASHI et d'autres [12]. A 10 MHz, il peut en résulter une chute permanente de 40 % de la polarisation spontanée. Cet inconvénient particulier ne se manifesterait pas dans une structure cristalline ne possédant qu'un seul axe ferroélectrique possible (cas du sulfate de triglycine), et c'est donc de ce type que devrait être le corps ferroélectrique idéal pour mémoires.

L'effet de fatigue temporaire décrit par plusieurs auteurs [13] pourrait être dû à une accumulation de charge d'espace à l'intérieur du cristal. Cet effet est variable d'un cristal à un autre et pourrait être évité en améliorant la conductibilité par un dopage approprié.

Les corps ferroélectriques ont un mauvais temps de commutation par rapport aux dispositifs magnétiques et semiconducteurs, et une forte perte par période (0,1 joule pour le titanate de baryum). Ceux qui sont durs, c'est-à-dire dont la structure et les propriétés se rapprochent de celles du titanate de baryum, sont moins lents que ceux qui sont tendres, et il semblerait que ce soit parmi eux que l'on doive chercher les meilleurs matériaux permettant à la fois une rapidité suffisante de commutation et de faibles champs coercitifs (donc de faibles pertes). Contrairement au

titanate de baryum, ils devraient n'avoir qu'un seul axe ferroélectrique possible pour éviter la formation des domaines à 90°. L'identification du sulfoiodure d'antimoine comme un corps ferroélectrique, par FATUZZO et ses coauteurs [14] montre qu'il existe encore de nombreuses possibilités inexplorées.

Bien que la réalisation d'une matrice de mémoire à partir d'un monocristal présente des difficultés pratiques, elle ne doit pas être considérée comme absolument impossible. Autrefois, la construction d'un amplificateur de modulation basé sur la ferroélectricité semblait également un problème insoluble, et pourtant, vers la fin de 1963, GLANC et ses collaborateurs [15] ont prouvé que le monocristal de sulfate de triglycine permet la fabrication d'amplificateurs de modulation parfaitement stables en dépit des ennuis antérieurement créés par les variations des propriétés avec la température et par les fortes pertes diélectriques. Ils ont utilisé le fait qu'au voisinage du point de Curie, les pertes diélectriques diminuent si la température croît, et la non-linéarité augmente. En se servant du signal modulé pour chauffer le cristal au moyen de ses pertes diélectriques, l'équipe de GLANC a trouvé qu'on peut facilement obtenir un état stable indépendant des variations moyennes de la température ambiante. Or, la plupart des corps ferroélectriques présentent les relations voulues entre les pertes et la permittivité d'une part et la température d'autre part (voir aux figures 4 et 5 les courbes correspondantes pour le titanate de baryum céramique).

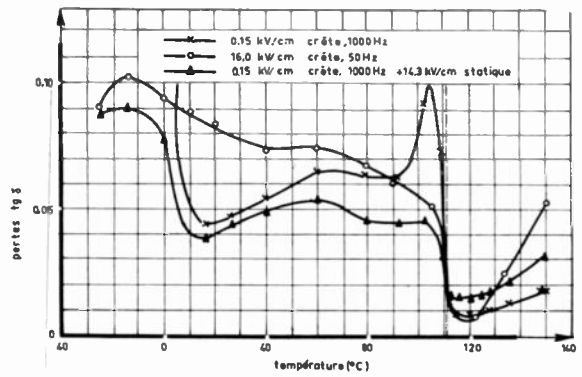


FIG. 4. — Pertes diélectriques en fonction de la température. Titanate de baryum céramique de pureté industrielle.

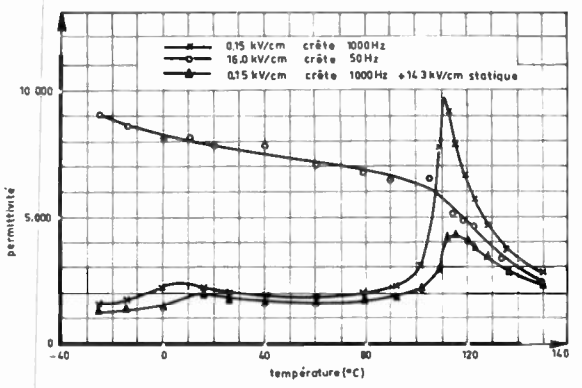


FIG. 5. — Permittivité en fonction de la température. Titanate de baryum céramique de pureté industrielle.

Avec quelques idées ingénieuses du même genre, on pourrait faire disparaître les principaux inconvénients des monocristaux ferroélectriques en tant que dispositifs à mémoire. Cette éventualité mérite réflexion car si ces corps semblent limités en rapidité, ils se prêtent remarquablement bien à la miniaturisation. La figure 6 représente une matrice 20×20 réalisée en 1957 à partir d'un monocristal de titanate de baryum. Selon WAKU [2], cette substance doit avoir une épaisseur d'au moins 20 μ pour qu'on ne voie pas apparaître d'importants effets de surface. En disposant sur un cristal de cette épaisseur des électrodes larges de 25 μ et espacées de 35 μ, on logerait une matrice de 1024 bits dans un carré de 2 mm de côté. Le titanate de baryum permet une commutation à la microseconde sous 10 V avec un courant crête de quelques milliampères. Comme la perte par période de commutation serait de 10^{-9} joule, on obtiendrait facilement et sans échauffement excessif les 10^5 remises à zéro et interrogations par seconde que d'autres limitations des propriétés ne permettent pas de dépasser. Pour conserver l'intérêt de la miniaturisation, il faudrait naturellement que les circuits associés soient des éléments intégrés portés par des monocristaux de silicium, mais la mise au point de tels éléments ne présenterait pas de grandes difficultés en raison de la faible puissance et de la rapidité réduite de la mémoire.

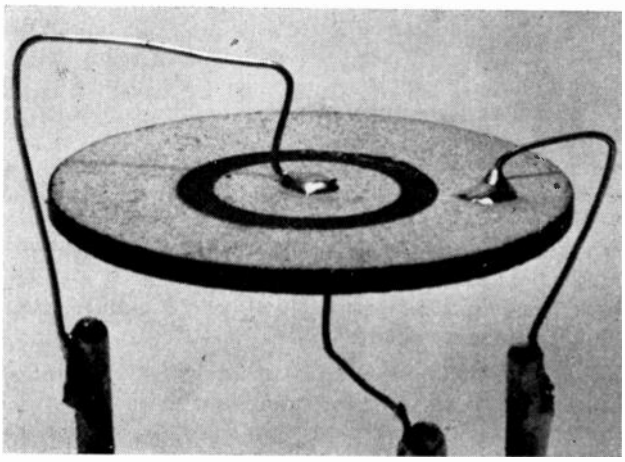


FIG. 6.

Un autre avantage est que le revêtement électrolytique et les connexions intérieures pourraient être réalisés en une seule opération, en procédant par exemple par métallisation sous vide puis gravure. Par contre, les éléments de mémoire présentent l'inconvénient de ne posséder que deux bornes chacun, ce qui complique les circuits périphériques. Il reste à savoir si l'énorme travail d'étude nécessaire à la création du système serait rentable, compte tenu du fait que les matrices à éléments actifs (monocristaux de silicium) offrent les mêmes possibilités de miniaturisation jointe à une rapidité supérieure.

Nous n'avons considéré jusqu'ici que l'utilisation la plus directe des corps ferroélectriques, mais il est également possible de tirer parti de leurs propriétés pyroélectriques et piézoélectriques. Dans ce cas,

c'est le sens de la polarisation qui détermine la phase du signal de sortie, le signal d'entrée étant constitué par une oscillation thermique ou mécanique. CHYNOWETH [16] a ainsi pu suivre les variations de polarisation dans un cristal métallisé soumis à un faisceau de rayonnement thermique modulé. Plus récemment, on a pu faire produire par des diodes à l'arséniure de gallium un rayonnement infrarouge modulé à fréquence élevée. On sait en effet former des jonctions dans des plaquettes d'arséniure de gallium de 120 μ d'épaisseur, de telle sorte que le rayonnement ne sorte que par un seul bord. Il suffirait alors de réunir de telles plaquettes en une pile, les jonctions étant juxtaposées parallèlement aux lames électrodes d'un cristal. La commutation d'une certaine jonction modulée à fréquence élevée produirait dans les éléments de mémoire de la rangée immédiatement inférieure des signaux dont la phase et l'amplitude varieraient en fonction de la polarisation de ces éléments. On pourrait alors lire dans la mémoire mot à mot et très rapidement sans déranger son contenu. Un petit bloc de quelque 2,5 mm de long sur 1,5 mm de large pourrait contenir 20 mots de 20 bits chacun.

A part l'effet pyroélectrique, les autres caractéristiques des corps ferroélectriques qui varient avec le champ sont l'indice de réfraction, la biréfringence, le pouvoir rotatoire optique et les fréquences des bandes d'absorption. On les étudie toutes en tant que moyens de moduler et de commuter des faisceaux laser en vue d'applications opto-électroniques, et il est possible que ces recherches mènent à de nouveaux procédés de lecture sans effacement des informations mémorisées.

Les corps ferroélectriques polycristallins ont fait l'objet d'un essai d'application de l'effet piézoélectrique. En effet, rien en principe ne s'oppose à ce que certains de ces corps puissent avoir des courbes d'hystérésis à angles droits comme les tores de ferrites communément employés dans les mémoires câblées et qui, eux aussi, sont polycristallins. Cependant, comme pour les ferrites, leur réalisation exigerait des compositions chimiques spéciales et des procédés de fabrication spéciaux. Depuis peu, on a étudié sous cet angle le système au titanate zirconate de plomb et découvert qu'un composé contenant environ 65 mol. % de zirconate de plomb présente effectivement une courbe d'hystérésis à angles droits, à condition d'être rendu plus dense par compression à chaud ou par chauffage sous oxygène. Ce système est séduisant et offre une plus grande stabilité des propriétés que la plupart des autres. L'apparition spontanée de structure de domaines à énergie inférieure, qui provoque les anomalies de comportement des monocristaux ferroélectriques, a pour contrepartie des phénomènes de vieillissement dans les corps polycristallins, mais on a trouvé le moyen de rendre ces derniers négligeables dans les matériaux à base de titanate zirconate de plomb.

Les éléments de mémoire piézoélectriques se composent généralement de deux parties : un moteur qui produit un mouvement mécanique à partir d'un signal électrique, et une cellule à mémoire dont la réponse à la force appliquée dépend du sens et de la valeur de la polarisation. Cette réponse est très améliorée par

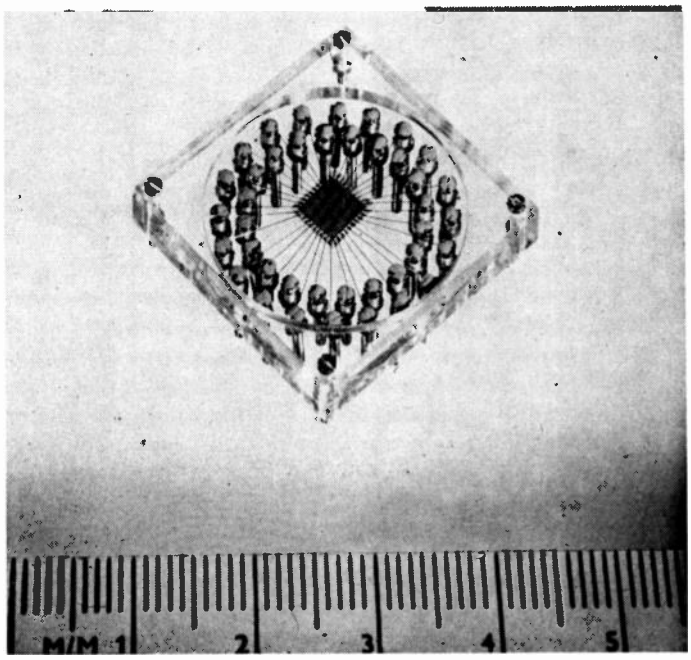


FIG. 7.

l'emploi d'une pièce de céramique dont la fréquence de résonance mécanique est égale à la fréquence d'alimentation du moteur. On voit à la figure 7 un exemple très simple où l'électrode centrale alimente le moteur à une fréquence qu'on peut choisir égale à la fréquence de résonance du disque, et où l'électrode périphérique constitue la cellule à mémoire.

La commutation est plus complexe dans les céramiques que dans les monocristaux car elle n'est plus forcément de 180° mais d'un angle quelconque qui se trouve être privilégié par la structure et l'orientation des cristaux. Une commutation d'un angle autre que 180° modifie les dimensions d'un cristal et ses contraintes internes locales. C'est pourquoi elle est à la fois moins stable et plus lente qu'une commutation de 180°.

En raison des imperfections internes, de la porosité, etc., les éléments céramiques doivent, d'une manière générale, avoir une taille supérieure à celle des monocristaux, et on admet qu'il serait impossible de descendre en dessous de 500 μ de long et 100 μ d'épaisseur. Comme, en outre, le champ coercitif est supérieur (5 à 15 kV/cm) à cause des contraintes et des imperfections qui tendent à s'opposer à la commutation, il faut en définitive des tensions beaucoup plus élevées (100 à 500 V). Par contre, les états polarisés sont plus stables que dans les monocristaux, et la baisse de polarisation rémanente en cours d'usage est beaucoup moins gênante. Les hautes tensions se traduisent par des champs pouvant atteindre 50 kV/cm d'où un risque de claquage. Il semble cependant que la matière comprimée à chaud envisagée pour cette application puisse, grâce à sa forte densité et à sa pureté, supporter de telles charges électriques.

Un récent article de LAND et de ses collaborateurs [17] affirme que des impulsions brèves de 0,1 à 0,5 μs permettent de ne laisser subsister que des inversions de

180° et d'atténuer considérablement les phénomènes de relaxation dus aux contraintes exercées par la commutation dans d'autres directions. Les mêmes chercheurs ont utilisé comme états stables la polarisation complète et la demi-polarisation, ce qui réduit à la fois le temps de commutation et l'énergie nécessaire à la commutation. Ils annoncent également être en mesure de distinguer dix niveaux différents de polarisation, et ainsi de réaliser une mémoire travaillant dans le système décimal. Un seul moteur permet d'alimenter jusqu'à huit éléments de mémoire ; il est simplement constitué par un téton central disposé sur un disque piézoélectrique, la mémoire proprement dite étant une électrode périphérique divisée en secteurs. L'emploi de céramiques polycristallines pourrait permettre de triompher des difficultés rencontrées dans les cristaux simples en ce qui concerne les champs coercitifs indéfinis et la fatigue.

Bien que l'étude de l'utilisation des corps ferroélectriques comme dispositifs à mémoire dans les calculateurs n'ait encore donné lieu à aucune réalisation pratique de quelque valeur, les recherches se poursuivent dans de nombreuses directions de ce domaine, et des composants utiles restent encore à trouver. Il faudra certes beaucoup de perfectionnements pour rendre ces corps propres à l'usage attendu, mais les possibilités qu'ils offrent tant du point de vue de la miniaturisation que du point de vue de leur commande par des stimulations mécaniques, thermiques ou optiques invitent à continuer de s'y intéresser.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MERZ, Vol. 4 de *Progress in Dielectrics*, 1962, Heywood & Company Ltd.

[2] WAKEN. — *Review of Elec. Commun. Lab.*, **12**, 33-62 et 123-150, 1964.

[3] KAUFMAN. — *Electronics*, août 1961, 47-51.

[4] KAUFMAN. — *Proceedings of IFAC*, Bâle, pp. 404/1-404/6, août-sept. 1963.

[5] LAND, SMITH et WESTGATE. — *Sandia Corporation Reprints* 50-R-64-122 et 128.

[6] BROWN et TODT. — *Journal of Applied Physics*, **35**, 1594, 1964.

[7] LAST. — *Review of Sciences Institute* **28**, 720-1, 1957.

[8] PULVARI. — *Physics Review* **120**, 1670-1673, 1960.

[9] MILLER, WOOD, REMEIKA et SAVAGE. — *Journal of Applied Physics* **33**, (5), 1923-1930, 1962.

[10] FANG et FATUZZO. — *Journal of Physics Society of Japan*, **17**, 238, 1962.

[11] PULVARI. — *I.E.E. Trans. on Military Electronics*, avril-juillet 1963, 254-260.

[12] HAYASHI. — *Japan Journal of Applied Physics* **3** (10), 637-43, 1964.

[13] CAMPBELL. — *IBM Journal of Research and Development* **1**, 2, 1957.

[14] FATUZZO. — *Physics Review* **127** (6) 2036-7, 1962.

[15] GLANC, DVORAK, JANOVEC, RECHZIEGEL et JANONSEK. — *Physics Letters*, 7, (2), 106, 1963.

[16] CHYNOWETH. — *Journal of Applied Physics* **27**, 78-84, 1956.

[17] LAND, SMITH et MCKINNEY. — *Sandia Corporation Reprints* SC-R-64-122.

MÉMOIRE UNE MICROSECONDE A COÏNCIDENCE

PAR

M. CHALÉAT

COPRIM, Evreux (Eure)

1. Introduction

Des mémoires à éléments discrets de ferrite capables d'un temps de cycle inférieur à la microseconde ont été proposées il y a quelques années.

Deux mesures simultanées permettaient de surmonter l'obstacle du temps normalement requis pour assurer le changement d'état magnétique des tores, la première consistait à interrompre prématurément le processus d'inversion de l'aimantation, la seconde à surexciter l'élément. Mais ces conditions s'accordent seulement avec l'organisation dite par mots ou à deux dimensions dont l'inconvénient connu tient au nombre élevé des organes de sélection. La sélection à trois dimensions : deux coordonnées pour l'adresse, la troisième pour la position du chiffre binaire exige des éléments à seuil précis.

L'acuité du problème des tolérances sur les signaux de commande et sur la température de fonctionnement exclut, si on désire éviter des conditions trop restrictives dans l'usage de la mémoire, la méthode du basculement partiel pour une mémoire à triple coïncidence. La netteté du seuil des ferrites à cycle rectangulaire se dégrade en effet, d'autant plus que l'état de saturation magnétique de l'élément est moins complet.

Ces raisons expliquent très brièvement qu'il fallait attendre l'apparition de tores à faible temps de basculement, acceptant des courants de commande compatibles avec les performances des semiconducteurs pour que des mémoires aussi rapides à sélection par triple coïncidence puissent voir le jour.

Ces tores, disponibles depuis un an, sont caractérisés par une durée de basculement inférieure à 200 ns et permettent de réaliser des mémoires à organisation simple et économique tout en étant capables de vitesses extrêmes.

Une mémoire qui les utilise a été étudiée par la COPRIM au titre d'un marché de la division « Machines Electroniques » du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

Nous nous proposons de donner ici un aperçu des solutions qui ont été retenues pour une mémoire de ce type comprenant 33 000 éléments, pouvant fonctionner avec une fréquence de répétition de 1 MHz et un temps inférieur à 450 ns pour l'accès à l'une quelconque des 1 024 adresses.

La conception des circuits et de leur organisation a été guidée par un double souci : d'abord utiliser des éléments semiconducteurs actuellement disponibles sur le marché, ensuite éviter ou réduire le nombre de composants ayant une dissipation thermique élevée, afin de pouvoir envisager plus aisément, lors d'une étape ultérieure, la miniaturisation d'un tel ensemble. Il faut d'ailleurs remarquer que cette miniaturisation est déjà en partie acquise par la finesse des tores : la densité du bloc mémoire proprement dit est, en effet, de 140 éléments par centimètre cube.

2. Sélection de l'adresse

Le problème général de l'accès à une adresse consiste, quel que soit le type de mémoire, à aiguiller ou à établir un courant dans un circuit choisi parmi n autres.

Ce circuit est constitué, dans sa majeure partie, par le fil qui traverse les tores du bloc mémoire et, pour le reste, par les liaisons entre les organes du dispositif de sélection (fig. 1). Les capacités réparties

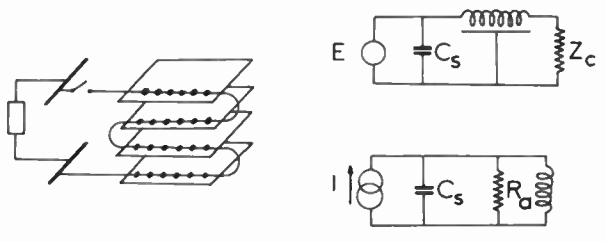


FIG. 1. — Comportement des lignes de sélection

le long de la ligne, combinées à l'inductance des tores, en font un système à propagation. Cependant, lorsque l'environnement est tel que les capacités restent faibles ou bien lorsque la taille de la mémoire est limitée, de sorte que le temps de propagation représente une petite fraction du temps de montée des impulsions, la ligne de commande est plutôt assimilable à une inductance.

Une définition correcte de la forme des impulsions de commande exige donc, suivant le cas, soit une terminaison de la ligne sur son impédance caractéristique, soit un amortissement par une résistance en parallèle. L'intervention du dispositif de sélection se manifeste surtout par la capacité C_s aux bornes de la ligne à exciter, capacité qui affecte la valeur de la résistance d'amortissement et non pas l'impédance caractéristique.

Une comparaison rigoureuse des puissances moyennes que doivent dissiper les éléments tels que Z_c ou R_a ne serait valable que dans une situation particulière lorsque la forme des impulsions et leur période ont été fixées. Mais il est évident a priori que la résistance R_a aura une dissipation moindre car elle n'est traversée que par des courants transitoires.

L'avantage principal de l'amortissement parallèle est de s'accomoder d'une adaptation unique, côté générateur, valable pour l'une quelconque des lignes tandis que l'autre méthode demande, pour être effective, une résistance de terminaison individuelle par ligne.

De toute manière, ces assimilations à une ligne à propagation ou à une inductance sont des approximations valables dans un domaine déterminé de fréquence. Il sera nécessaire d'accentuer le comportement dans un sens ou dans l'autre en agissant sur l'environnement que constitue l'ensemble des lignes du bloc mémoire. Ainsi, la solution adoptée (amortissement parallèle) est valable à la condition que chaque ligne du bloc mémoire soit parfaitement isolée de la masse.

L'attaque des lignes de commande se fera donc par l'intermédiaire de transformateurs, ce qui offre la possibilité du choix entre deux types de matrice de présélection à diode, permettant une circulation du courant secondaire dans une direction ou dans l'autre, suivant que les enroulements primaires du transformateur sont munis ou non d'une prise médiane.

La figure 2 montre le dispositif de présélection adopté : les commutateurs bidirectionnels y résultent de la combinaison d'un transistor et d'un pont à quatre diodes. Le même commutateur sert aussi bien à la lecture qu'à l'écriture, ce qui simplifie l'organisation des circuits antérieurs.

Le défaut de la liaison par transformateur tient au phénomène d'intégration du courant secondaire. Toute lecture d'une adresse devra obligatoirement être suivie d'une écriture à la même adresse. Une différence de 10 ns entre les durées des impulsions de lecture et d'écriture équivaut, à la fréquence de 1MHz, à une erreur de 1 % sur l'amplitude des courants.

L'ordre de grandeur des tolérances ainsi admissibles sur la définition des temps, comparé aux marges garanties pour les semiconducteurs de type usuel,

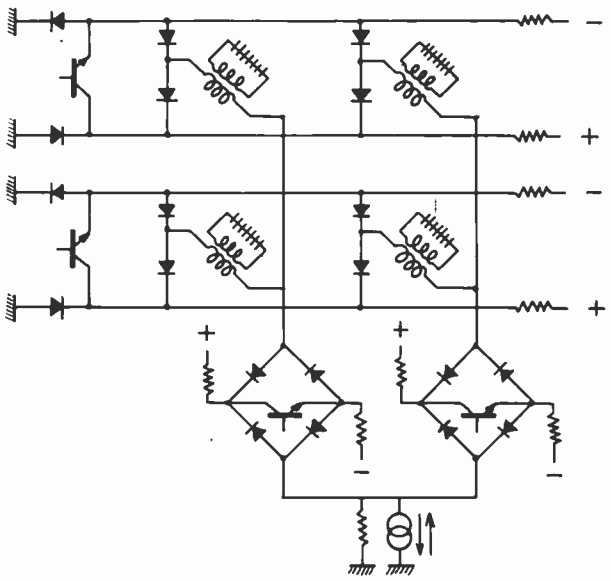


FIG. 2. — Organe de sélection. Principe

imposait de limiter le rôle des commutateurs strictement à l'ouverture ou à la fermeture des circuits et de confier la fonction de définir les instants, forme et amplitude des courants, indépendamment de l'adresse, à un générateur d'impulsion bien élaboré.

3. Commutateur de sélection

Les interrupteurs placés entre des points à potentiel variable sont avantageusement commandés par des transformateurs.

Un dispositif anti-saturation permet, sans affecter la vitesse de la mémoire, l'usage de transistors à fréquence de coupure de 70 MHz dont le temps d'ouverture en régime de commutation habituel est voisin de 100 ns. Un critère important pour le choix des transistors est le rapport tension inverse BV_{BEO}/tension directe V_{BES} de la jonction émetteur-base qui doit être supérieur à 5.

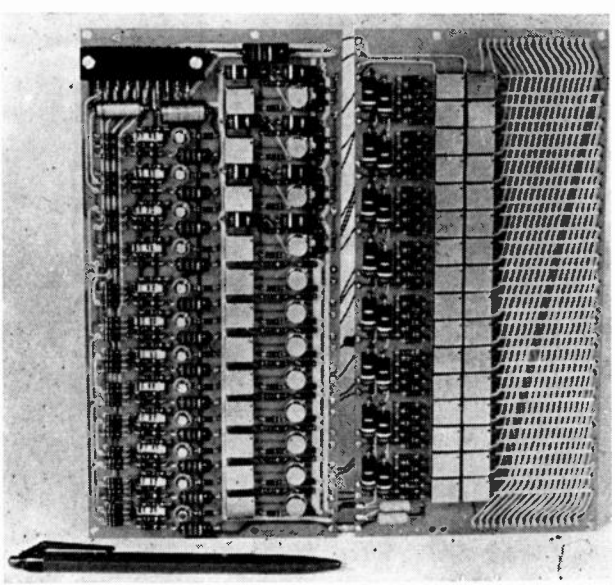


FIG. 3. — Interrupteurs et matrice de sélection

Le transformateur assure, d'autre part, une adaptation correcte avec l'étage précédent qui consiste en une porte NON-ET recevant un fragment de l'information d'adresse ainsi qu'un signal de synchronisation en provenance du distributeur de temps. Les figures 3 et 4 montrent un exemple de réalisation en deux plaquettes à câblage imprimé double face, à trous métallisés, d'un ensemble porte de décodage/interrupteur/matrice de présélection pour la commande d'une ligne parmi trente-deux, soit l'une des coordonnées de la mémoire de 1 024 mots.

4. Générateur de courant

Les impulsions de polarités opposées, suivant que l'opération effectuée est une lecture ou une écriture sont fournies par une paire de générateurs identiques, couplés au dispositif de sélection par un transformateur, muni de deux enroulements primaires.

Le rapport du transformateur est choisi de manière à rendre l'excursion de tension compatible avec les caractéristiques des transistors au prix d'un accroissement du courant. L'impédance de sortie élevée d'un montage en base commune assure l'indépendance du courant vis-à-vis de la force électromotrice.

Le générateur délivre au dispositif de sélection des impulsions de largeurs calibrées, d'amplitude réglable entre 300 et 450 mA en fonction d'une tension de contrôle, avec un temps de montée ou de retombée inférieure à 40 ns ; le générateur peut supporter une force électromotrice de 45 V.

5. Amplificateur de lecture

L'amplificateur de lecture différentiel constitue sans doute le circuit le plus délicat d'une mémoire à coïncidence, eu égard au nombre de conditions à satisfaire.

Un impératif difficile à atteindre est le facteur de réjection en mode commun qui doit être supérieur à 1 000, jusqu'à 20 MHz.

Le couplage par transformateur entre ligne de lecture et amplificateur réduit à 100 le facteur de réjection exigé de l'amplificateur proprement dit. Dans ces conditions, un amplificateur à liaison continue n'était plus justifié mais il fallait introduire un dispositif assurant, avec une bonne précision, la fixité du niveau de référence qui peut varier selon la composition du train d'impulsions. Il a d'abord été envisagé de placer une porte à l'entrée de l'amplificateur, mais, malgré tous les efforts, la tension de déchet n'a pu être rendue négligeable devant l'amplitude du signal utile. cette porte a donc été reportée après les étages d'amplification et modifiée de manière à constituer un dispositif de restauration du niveau de référence juste avant l'apparition du signal à détecter.

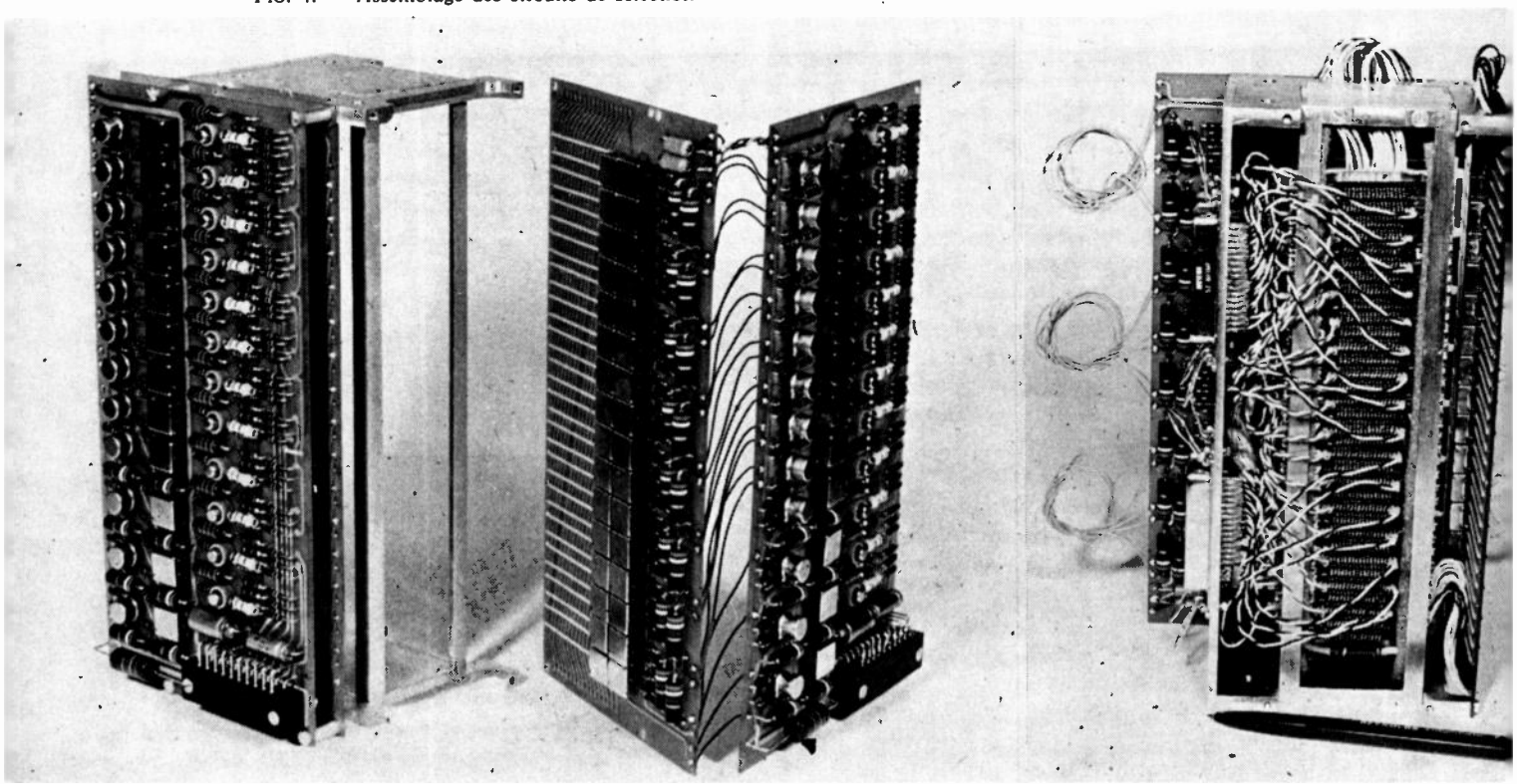
Cet amplificateur a été conçu pour être mis sous forme de circuit à couches minces. La stabilité et la symétrie résultent de l'appariage des composants passifs et actifs, acquis par essence, même dans la version miniaturisée.

L'amplificateur définitif est constitué par une suite de circuits à fonctions distinctes :

— Amplificateur différentiel. Gain 150. Bande passante 15 kHz à 25 MHz ;
— Restauration du niveau de référence ;
— Discrimination d'amplitude ;
— Echantillonnage dans le temps ;
— Mise en forme.

FIG. 4. — Assemblage des circuits de sélection

FIG. 4 *bis*. — Empilage



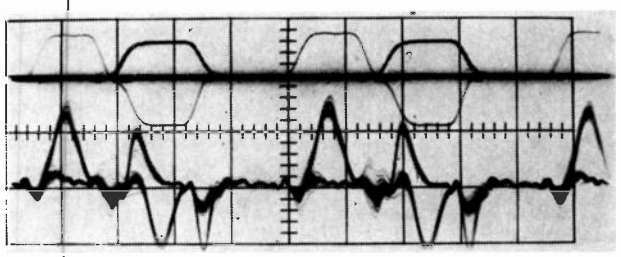


FIG. 5. — Courants et réponses. 200 ns par division

L'intervalle de temps qui s'écoule entre l'instant théorique d'échantillonnage et le positionnement du registre de sortie est au plus de 50 ns. La largeur utile du signal échantillonné est comprise entre 50 et 70 ns. L'oscillogramme (fig. 5) montre l'allure des signaux amplifiés dans le cas où les adresses sont interrogées séquentiellement après inscription du damier défavorable.

6. Générateur d'inhibition

Nous montrerons plus loin l'intérêt de régler l'amplitude du courant d'inhibition en fonction de la température interne du bloc mémoire. Cette nécessité conduit à préférer un générateur de courant contrôlé par une source à faible consommation au dispositif classique à commutateur de tension qui aurait exigé une alimentation de forte puissance, asservie à la température.

La liaison vers la ligne d'inhibition est assurée par un transformateur d'isolement, pour les raisons déjà invoquées.

7. Base de temps

L'obtention du temps de cycle minimal imposé par les tores exige une réduction des marges admises sur la position des différents signaux dans le temps. L'unité de l'échelle des temps représente environ le centième de la durée du cycle complet. L'organe essentiel du distributeur de temps est ici une ligne à retard à constantes localisées, de conception classique.

8. Tolérances et température

Pour inverser l'aimantation rémanente d'un tore de ferrite à cycle rectangulaire, il faut le soumettre à une force magnétomotrice supérieure à un certain seuil que nous appellerons I_1. Toute perturbation néfaste de l'état d'aimantation rémanente sera évitée à condition de maintenir cette force magnétomotrice au-dessous d'un seuil I_0. La différence $I_1 - I_0$ représente un jeu inévitable.

L'écriture d'une adresse dans une mémoire à coïncidence repose sur l'effet additif des courants pour le seul élément situé à l'intersection de deux lignes x et y. Il faut donc choisir les courants de sorte que la somme $I_y + I_x$ soit supérieure à I_1 sans que I_x ou I_y excède I_0.

Comme il n'y a pas lieu de distinguer I_x et I_y, nous leur attribuons une valeur commune I. Il faut donc que I soit compris entre $I_1/2$ et I_0. L'écriture de l'état binaire opposé résulte de l'action inhibitrice d'un troisième courant : I_z. La ligne d'inhibition traverse tous les éléments qui occupent un même rang dans le mot. L'amplitude du courant d'inhibition doit rester inférieure à I_0 de même que la différence $2I - I_z$.

On peut tracer ainsi un diagramme théorique limitant la zone autorisée au point représentatif (I, I_z) (fig. 6).

Lorsque la température s'élève, les seuils I_0 et I_1 diminuent de sorte que le diagramme subit un déplacement et un amenuisement.

D'autre part, on sait que les seuils, à une température donnée, varient selon le degré de saturation des tores.

Le problème du choix des conditions optimales de fonctionnement est donc relativement complexe. Il est commode de s'imposer a priori les tolérances sur l'amplitude des courants et de rechercher l'intervalle de température (T_1, T_2) permis en fonction, par exemple, de la température T_1 la plus faible de cet intervalle.

La valeur minimale du courant I sera prise égale au seuil $I_1/2$ à la température T_1. La valeur maximale calculée désigne la température T_2' à laquelle le seuil I_0 est atteint. La valeur minimale du courant d'inhibition I_z est fixée à la température T_1 par la relation $2I_{max} - I_{z_{min}} = I_0$. La valeur maximale calculée pour I_z désigne la température T_2'' extrême. La limite supérieure de l'intervalle (T_1, T_2) est la plus faible des température T_2' ou T_2''.

Ces considérations simples font bien apparaître l'importance du rôle joué par les seuils I_0 et I_1 qui ne dépendent pas uniquement des tores mais aussi des possibilités de l'amplificateur de lecture (stabilité du gain, précision du niveau de discrimination) et de la capacité de la mémoire (nombre d'éléments demi-sélectés par ligne de lecture).

Une tolérance de 5 % sur l'amplitude des courants de commande autorise actuellement une plage de 20 °C pour la température.

Cette plage est restreinte si on la compare aux échauffements possibles. En effet, un empilage expérimental réalisé suivant la technologie habituelle peut subir une élévation interne de température de l'ordre

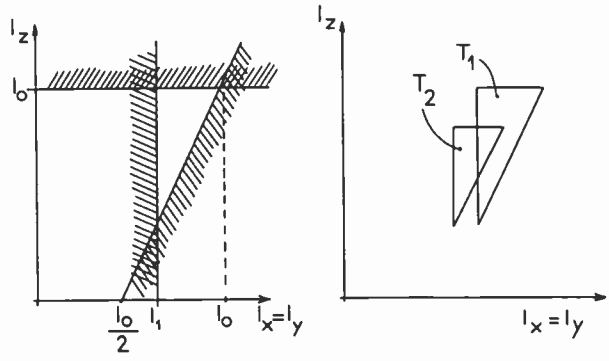


FIG. 6. — Zone de fonctionnement

de 32 °C en l'absence de ventilation extérieure lorsque les lignes d'inhibition sont excitées simultanément à la fréquence la plus élevée.

D'autre part, les pertes par hystérésis provoquent un échauffement propre d'un tore interrogé en permanence, de l'ordre de 50 °C. En raison de ces problèmes de dissipation thermique, des travaux sont actuellement en cours en vue de réaliser un tore de mêmes performances dont le courant de commande ou le coefficient de température sera abaissé.

9. Conclusion

Cet article a donné la description d'une mémoire à tores de ferrites sélectionnés par coïncidence de courants avec un temps de cycle inférieur à une microseconde. Il a montré que l'utilisation généralisée de transformateurs dans les circuits périphériques a permis :

— de traiter les lignes de commande indépendamment les unes des autres,

— d'éviter l'habituelle « batterie » de résistances de terminaison,

— de réduire le nombre d'étages par une meilleure adaptation entre circuits, ce qui assure la brièveté du temps d'accès,

— de simplifier l'amplificateur de lecture tout en améliorant le rapport signal/bruit.

BIBLIOGRAPHIE

[1] RHODES W.H. and al. — A 0.7 Microsecond Ferrite Core Memory. *IBM Journal*, July 1961.

[2] EDWARDS D.B.G. and al. — High-speed ferrite core storage system. *Proc. IRE*, vol. III, n° 9, September 1964.

[3] SFERRINO V.J. — Transistor circuit techniques for a core memory with 500 millimicroseconds cycle time. 1959, *IRE Wescon Convention Record.*

[4] LANDSVERK O. — A fast coincident current magnetic core memory. *IEEE Proc. Elec. Comp. EC* 13, n° 5, October 1964.

TECHNOLOGIE ET PROPRIÉTÉS DES LASERS A ARSÉNIURE D'INDIUM[1]

M. RODOT et P. LEROUX-HUGON,

Laboratoire de Magnétisme et de Physique du solide, CNRS, Bellevue (S.-et-O.)

J. BESSON et H. LEBLOCH

Sté Anonyme de Télécommunications, Paris

1. Introduction

Le principe de fonctionnement des lasers semiconducteurs est analogue à celui des autres lasers et masers : une onde électromagnétique d'énergie $h\nu = E_A - E_B$, (E_A et E_B étant deux niveaux énergétiques des électrons dans le semiconducteur) sera amplifiée si la population en électrons du niveau le plus élevé est supérieure à celle du niveau le moins élevé.

Pour atteindre cet état, il faut réaliser une inversion de population, car, à l'état d'équilibre thermodynamique, le niveau le moins élevé est le plus peuplé.

Dans les lasers à diode, cette inversion de population se fait par injection de porteurs au niveau de la jonction. On obtient ainsi, au voisinage de la jonction, un milieu amplificateur de quelques microns d'épaisseur. Si ce milieu est limité par deux faces parallèles réfléchissantes (résonateur de Fabry-Pérot), l'onde lumineuse est de nouveau amplifiée après chaque réflexion. Pour certaines fréquences du rayonnement correspondant aux modes du résonateur, ces réflexions multiples donnent naissance à des ondes en phase et l'intensité lumineuse devient très grande.

Dans un semiconducteur, les états d'énergie des électrons sont situés dans la bande de valence et la bande de conduction, séparés par un écart d'énergie ΔE. Un photon d'énergie supérieure à ΔE sera donc soit amplifié, soit absorbé suivant que l'inversion de la population a été réalisée ou non.

Si on les compare aux autres types de lasers, les lasers à semiconducteurs présentent certains avantages spécifiques, en particulier leur mode d'alimentation : l'injection d'énergie se fait directement par un courant électrique, de sorte qu'une modulation à haute fréquence est possible. D'autre part, leur rendement élevé compense partiellement l'inconvénient de leur puissance d'émission relativement faible. Ces lasers pourront éventuellement recevoir des applications en télécommunications, à condition que leur longueur d'onde d'émission soit adaptée au milieu de transmission et qu'ils présentent : un seuil d'émission stimulée aussi bas que possible, qui permette d'envisager un fonctionnement en continu ; une température de fonctionnement pas trop basse, pour éviter la servitude des dispositifs cryogéniques ; une bonne directivité et un bon rendement.

Dès 1958, lors de la conférence de Bruxelles sur les semiconducteurs, P. AIGRAIN avait prévu la possibilité d'un effet laser dans les semiconducteurs. Depuis, cet effet a été observé dans de nombreux semiconducteurs et plusieurs modes d'excitation ont été exploités : l'excitation par injection de porteurs dans les diodes est possible dans les conditions précisées par M. BERNARD et G. DURAFFOURG [1] ; l'injection par bombardement électronique a été réalisée par C. BENOIT A LA GUILLAUME et J.M. DEBEVER [2].

Les lasers au GaAs ont fait l'objet de fabrications à l'échelle industrielle et ont permis de premières liaisons à courte distance (un dispositif de transmission multiplex a, par exemple, été expérimenté à la S.A.T.).

Avec d'autres composés, on a pu mettre en évidence l'émission stimulée dans l'infrarouge moyen. Outre l'intérêt général de pouvoir disposer d'une gamme de longueurs d'ondes étendue, le domaine infrarouge moyen présente *a priori* certains avantages :

a) Moindre diffusion par les brouillards ou par les parois des tuyaux servant de guide ;

[1] La partie de l'étude effectuée à la SAT a été subventionnée par un contrat D.R.M.E.

b) Moindre exigence, toutes choses égales par ailleurs, sur la précision des dimensions de cavité, la définition géométrique du système étant directement liée à la longueur d'onde ; une longueur d'onde plus grande autorisera des tolérances plus grandes ;

c) Possibilités accrues de déplacer la fréquence par application d'un champ magnétique, celui-ci pouvant être d'autant moins intense que la masse effective des porteurs de charge, et par suite la largeur de bande interdite ΔE, est plus faible ;

d) Enfin possibilité éventuelle d'employer des procédés d'injection différant des procédés classiques : si ΔE est petit, on peut envisager aussi l'injection dans un échantillon homogène soumis à un champ électrique assez intense pour produire l'ionisation par chocs [3].

PbTe, PbSe, GaSb, InSb, InAs, Te sont capables d'émission stimulée dans l'infrarouge ; parmi ces matériaux, l'arséniure d'indium a été le plus étudié. L'effet laser y a été reconnu sur des diodes [4] à la température de 77 °K et sur des échantillons soumis à un bombardement électronique [5].

Nous nous sommes proposé de préparer des lasers à jonction d'arséniure d'indium et d'évaluer leurs propriétés.

2. Préparation des cristaux et des jonctions

Nous avons préparé des cristaux par fusion de zone. Les échantillons couramment obtenus sont de type *n* et ont une concentration électronique de $8 \cdot 10^{16}$ à $4 \cdot 10^{17}$ cm^{-3}.

Des cristaux d'origine américaine (Monsanto) où $n = 7 \cdot 10^{17}$ cm^{-3} ont été également utilisés.

Les diodes ont été réalisées à partir de plaquettes monocristallines orientées dans la direction (111). A partir de ces plaquettes, nous avons préparé des jonctions par diffusion de Cd en phase gazeuse.

Les plaquettes sont placées à une extrémité d'une ampoule de quartz scellée sous vide d'argon. A l'autre extrémité de l'ampoule sont déposés quelques milligrammes de cadmium métal. L'ampoule est placée dans un four de diffusion dont le profil de température est indiqué sur la figure 1. En maintenant constante la température à laquelle est portée la partie la plus froide de l'ampoule, on maintient constante la pression de vapeur de Cd au-dessus du matériau, ce qui définit la concentration superficielle en cadmium.

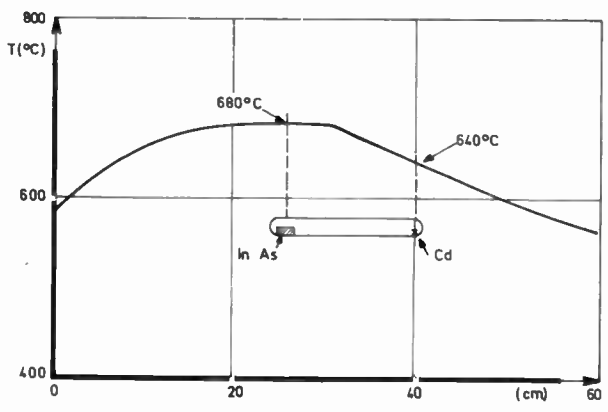


FIG. 1.

La surface des plaquettes avait été préalablement polie (« poli optique ») ; des expériences préliminaires ont montré que la profondeur de jonction n'était pas modifiée sensiblement par un décapage chimique de la plaquette avant diffusion. A la fin de l'opération les plaquettes sont trempées rapidement. L'expérience montre que leur surface n'est pas altérée par la diffusion (le poli optique est conservé). Il est important d'éviter tout dépôt de cadmium sur la surface, ce qui la rendrait inutilisable. En particulier, au cours de la trempe, on condense la vapeur de cadmium à l'extrémité opposée à la plaquette avant de refroidir celle-ci.

Nous avons vérifié que, dans les conditions du traitement, les caractéristiques de volume du matériau n'étaient pas modifiées par la diffusion de l'arsenic au cours du recuit. L'expérience montre que des recuits d'échantillons d'InAs, sous une tension de vapeur d'arsenic de l'ordre de 0,1 atm (en l'absence de cadmium), peuvent affecter la concentration et la mobilité des porteurs. Pour un recuit à 700 °C, la concentration en porteurs peut varier d'un facteur 2 à 3 (fig. 2), mais seulement pour des temps de diffusion relativement longs (200 h). Dans nos expériences de diffusion, les temps de recuit sont assez brefs (quelques heures) pour que les effets sur les propriétés de volume soient négligeables. Cependant une modification de la composition de la couche la plus superficielle est probable.

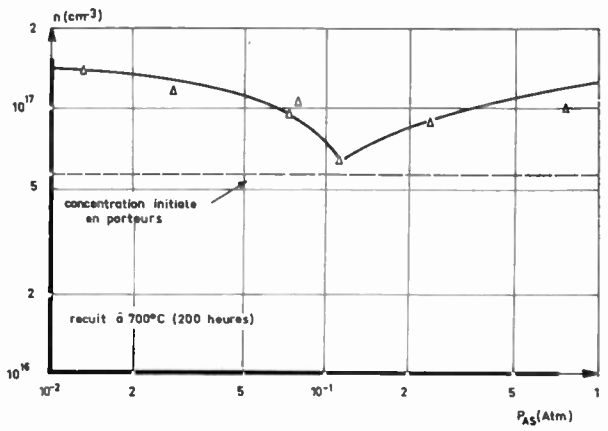


FIG. 2.

Pour étudier la jonction réalisée, nous mesurons localement, à la température de 77 °K, le pouvoir thermo-électrique à la surface, au moyen d'un dispositif à pointe chaude. La plaquette a été préalablement taillée en biseau sous un angle de cinq degrés environ. Nous pouvons ainsi définir la limite des zones *p* et *n* et en déduire la profondeur de la jonction. La transition entre les deux zones est nette, mais la précision de la mesure de profondeur reste médiocre.

Pour un matériau de concentration initiale en porteurs *n* donnée, la profondeur de la jonction dépend

de la température de traitement (point chaud), de la pression partielle de cadmium (point froid) et enfin du temps de diffusion.

Des expériences sur des échantillons de même concentration en porteurs, traités pendant des temps variables dans les mêmes conditions de température, montrent que les profondeurs de diffusion ne sont pas en accord avec celles que l'on peut calculer en utilisant la loi classique :

$$\frac{C_0}{C_s} = \text{erfc}\, x \cdot (2\,Dt)^{-1/2} \qquad (1)$$

où C_s est la concentration en surface ; C_0 la concentration à la profondeur de la jonction x (C_0 est supposé égale à la concentration électronique initiale du matériau) ; t le temps et D la constante de diffusion électronique. Nous comparons sur la figure 3

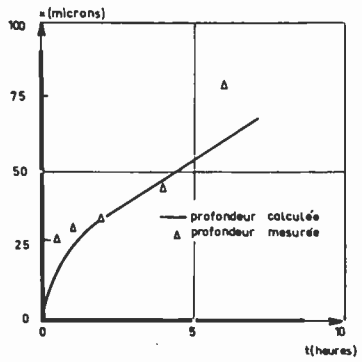


FIG. 3.

les profondeurs de jonction mesurées, dans une expérience de ce type, avec celles qui découleraient de la relation (1). Les conditions de l'expérience étaient : $C_0 = 8{,}4 \cdot 10^{16}$ cm^{-3}, $T = 625$ °C et C_s a pu être estimé de l'ordre de $5 \cdot 10^{18}$ cm^{-3}, en comparant des diffusions effectuées sur des matériaux de pureté initiale différente.

Le désaccord entre les valeurs mesurées et calculées peut être lié à la diffusion de l'arsenic au cours du traitement qui produit, comme nous l'avons indiqué, une modification de la couche superficielle.

Pour obtenir les diodes lasers, les diffusions ont été réalisées à 680 °C. La pression partielle de cadmium était égale à $2 \cdot 10^{-1}$ atm (point froid à 640 °C). Les jonctions réalisées présentaient de bonnes caractéristiques électriques [6]. Pour un matériau de concentration initiale en porteurs $n = 7 \cdot 10^{17}$ cm^{-3}, la diffusion pendant des temps variant de 1 h 30 à 6 h nous a donné, dans ces conditions, des profondeurs de jonction allant de 20 à 230 μ.

La technologie des jonctions peu profondes (10 μ) entraîne des difficultés (altération de la jonction au cours des différents traitements) ; d'autre part des jonctions de grande profondeur n'ont pas donné de résultats satisfaisants, peut-être à cause de leur moins bonne planéité. Nous nous sommes donc arrêtés à un temps de diffusion de 3 h, ce qui conduit à une profondeur de jonction de 30 μ environ.

3. Réalisation des diodes

La réalisation des diodes lasers InAs est, dans son principe, analogue à celle de toute diode laser à semiconducteur. Il s'agit de créer une cavité de Fabry-Pérot dont deux faces soient parallèles entre elles et perpendiculaires au plan de la jonction. Il est relativement facile d'obtenir deux faces parallèles dans un cristal par clivage suivant (110). Il suffira donc que ce plan de clivage soit perpendiculaire au plan de diffusion, ce qui est effectivement réalisé si le plan de diffusion est un plan (111). Il en découle également que l'orientation de la plaquette doit être très soigneusement effectuée. La précision obtenue est de l'ordre de 10'.

Les diverses opérations technologiques auront pour but, de faciliter l'opération de clivage, d'une part, et d'assurer de bons contacts électriques et thermiques, d'autre part. L'épaisseur de la plaquette est préalablement ramenée à 100 μ ; cela aura pour effet de diminuer la résistance directe, donc l'échauffement par effet Joule. Une bonne qualité des contacts est obtenue par métallisation électrolytique (Ni et Au). La plaquette est ensuite découpée en languettes dont la largeur est de 300 μ. Ces languettes sont ensuite clivées suivant (110) par simple effort mécanique ; la distance entre deux faces clivées est de l'ordre de 500 μ. La diode prête à être montée se présente finalement sous la forme d'un parallélépipède dont

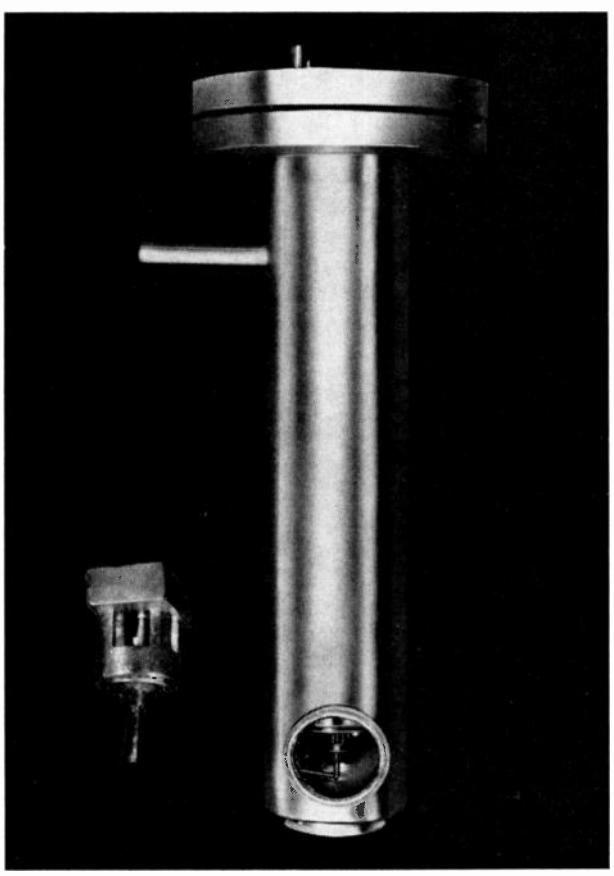


FIG. 4. — Diode laser dans son cryostat.
(cliché S.A.T.)

les dimensions sont : 500 × 300 × 100 μ, la surface de la jonction étant : 0,5 × 0,3 soit 0,15 mm².

Les diodes sont ensuite soudées sur une plaquette de molybdène au moyen d'un alliage étain-indium. Le molybdène n'est pas magnétique, présente un coefficient de dilatation sensiblement identique à celui de l'arséniure d'indium à basse température et, de plus, possède une bonne conductibilité thermique. L'autre connexion est réalisée au moyen d'un fil de nickel.

La diode ainsi montée (fig. 4) peut être fixée dans un cryostat démontable permettant des manipulations aisées à l'azote liquide (77 °K), voire au néon liquide (27 °K). Il est également possible d'adapter ce montage sur un cryostat prévu pour des températures plus basses : hydrogène liquide (20 °K) ou hélium liquide (4 °K).

4. Montage expérimental

L'excitation des diodes lasers nécessite une source capable de fournir des intensités relativement élevées (plusieurs dizaines d'ampères) pendant des temps brefs. Dans ce but, nous utilisons un appareillage qui comporte essentiellement : un générateur d'impulsions Ferisol type P201A et un amplificateur à transistors, mis au point dans notre laboratoire et délivrant des impulsions de 30 A crête avec un temps de montée de 20 ns lorsqu'il est refermé sur une charge de 1 Ω.

La réception est assurée par :

— une cellule photovoltaïque InSb SAT refroidie à 77 °K ;

— un préamplificateur à faible bruit. L'adaptation de la cellule au préamplificateur est obtenue par l'intermédiaire d'un transformateur ;

— un voltmètre sélectif accordé sur la fréquence de récurrence des impulsions d'excitation du laser (Wave Analyser Hewlett-Packard type 302A), qui permet la lecture du signal ;

— un monochromateur à réseau Perkin-Elmer type 98 G dont la résolution maximale est de 10 000.

5. Etude du rayonnement global

L'étude du rayonnement global permet de s'assurer de la qualité du refroidissement de la diode, de situer la position du seuil à différentes températures et d'estimer la puissance émise. Des essais effectués avec des temps de travail différents permettent de juger du refroidissement de la diode, l'échauffement de celle-ci se traduisant par une saturation du niveau de l'émission à forts courants. Cet échauffement peut être causé par de mauvais contacts électriques et peut avoir pour effet d'empêcher toute émission stimulée.

Une diode laser correctement montée permet d'observer une supra-linéarité dans la courbe « intensité lumineuse - courant d'excitation ». Cette supra-linéarité prend naissance à partir d'une certaine valeur I, appelée « courant de seuil ». Pour des valeurs supérieures à I_s l'intensité lumineuse croît brutalement ainsi que le montre la figure 5. Ce seuil correspond

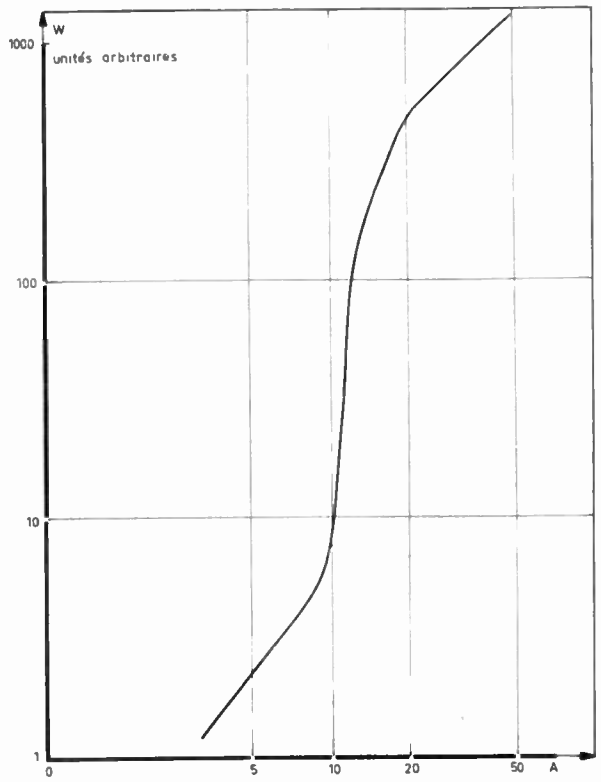


FIG. 5. — Diode Laser InAs — Emission globale 77 °K.

à la valeur du courant à partir de laquelle le matériau devient amplificateur. La valeur du rendement global lui est donc directement rattachée. La dépendance du seuil vis-à-vis de la température est importante. Tandis qu'à 77 °K le seuil est situé à 9 A, il n'est que de 1,2 A à 20 °K et 280 mA à 4 °K (fig. 6). On remarquera la valeur peu élevée du courant de seuil et l'importance du renforcement de l'intensité lumineuse au-delà du seuil.

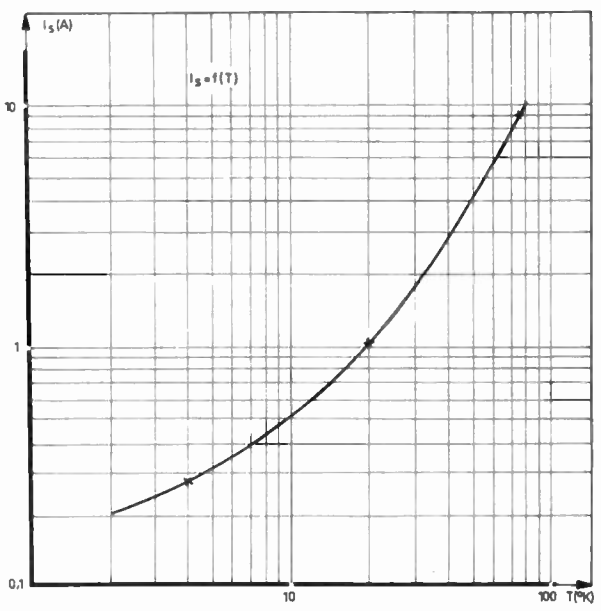


FIG. 6. — Seuil laser à différentes températures.

A basse température la puissance d'excitation est donc réduite, l'échauffement de la diode plus faible et il devient possible de faire fonctionner le laser en régime continu. Le fonctionnement en continu a été obtenu à la température de 27 °K (néon liquide). Nos efforts portent actuellement sur la possibilité d'opérer en continu à 77 °K.

6. Etude spectrale du rayonnement

L'étude spectrale du rayonnement émis a été effectuée par M. DEBEVER, du laboratoire de l'Ecole Normale Supérieure.

La figure 7 représente les modes d'émission laser

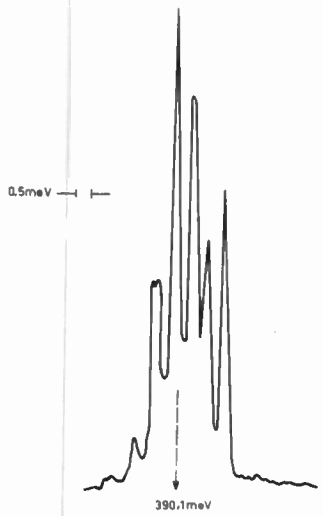


FIG. 7.

Émission spectrale Diode laser InAs 77 °K.

à 77 °K. Sur la figure 8, on verra le passage du régime spontané au régime stimulé avec l'augmentation du courant d'excitation, à 20 °K. Pour une intensité de 400 mA, l'émission est purement spontanée. Pour 1 A, on constate un décalage du rayonnement émis vers les énergies élevées. Dans la cavité, le gain n'est pas encore suffisant pour compenser les pertes, mais on observe déjà l'apparition de modes correspondant aux fréquences pour lesquelles les réflexions multiples donnent naissance à des ondes en phase. Pour une intensité de 1,2 A, le gain devient plus important que les pertes ; la cavité oscille et l'émission spontanée devient négligeable devant l'émission stimulée.

La figure 9 représente le spectre à 4,2 °K. On remarquera la présence de plusieurs modes. Leur finesse est limitée par la résolution du spectromètre. Chaque mode correspond à un rayonnement de fréquence telle que la longueur l de la cavité soit égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde dans le milieu actif :

$$l = m(\lambda/2\, n)$$

L'intervalle spectral entre deux modes se calcule en prenant pour m deux nombres entiers successifs,

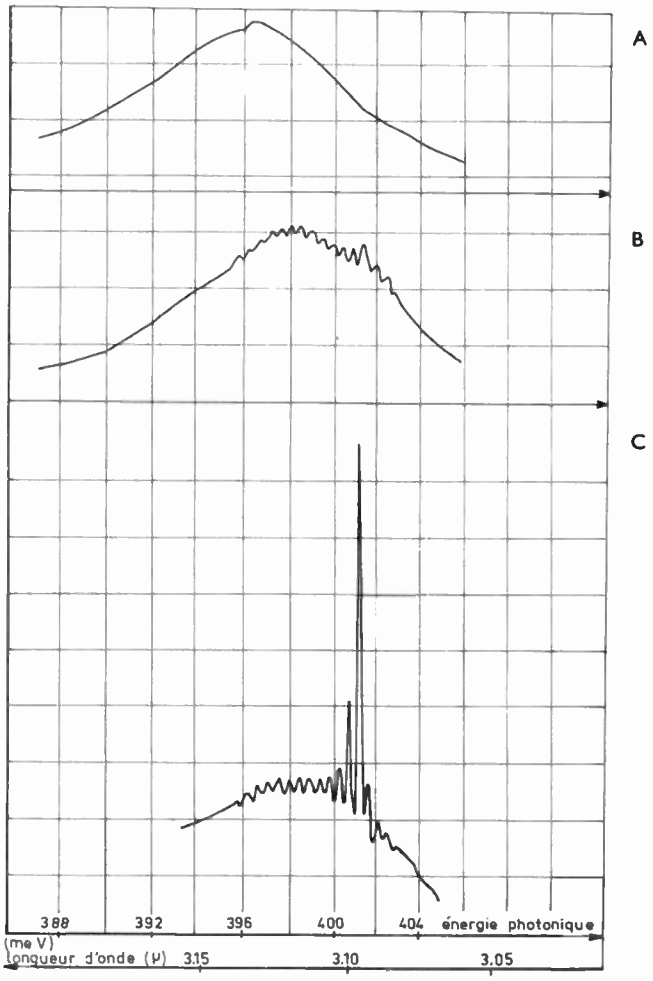


FIG. 8. — Emission spectrale — Diode laser InAs — 20 °K A/0,4 A - B/1 A - C/1,2 A.

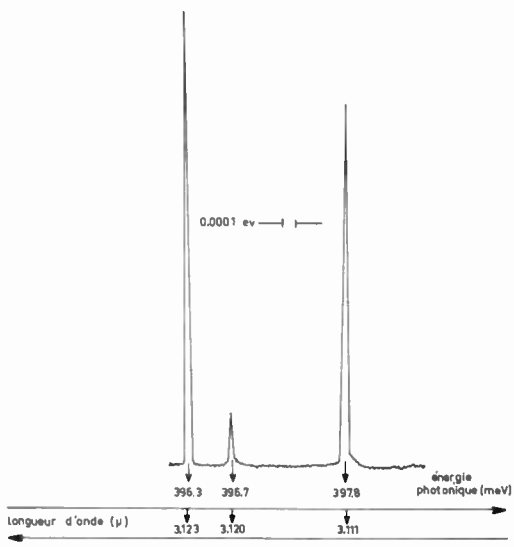


FIG. 9. — Emission spectrale — Diode laser InAs — 4,2 °K I = 600 mA.

pour $m \gg 1$ on trouve alors :

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda_0^2}{2l\left(n_0 - \lambda_0 \frac{dn}{d\lambda}\right)} .$$

Dans le cas de la figure 9, $\Delta\lambda = 3 \cdot 10^{-3}\ \mu$, $l = 500\ \mu$ d'où :

$$n_0 - \lambda_0 \frac{dn}{d\lambda} = 3{,}1.$$

Nous pouvons en déduire la dispersion dans le milieu actif $\lambda_0 \frac{dn}{d\lambda} = 0{,}3$, en prenant 3,4 comme valeur de l'indice.

7. Distribution spatiale du rayonnement

Une des caractéristiques essentielles des différents types de lasers mis au point à ce jour a été leur grande directivité. Les petites dimensions de la cavité dans le cas de lasers à semiconducteurs doivent cependant conduire à une divergence plus grande que dans le cas des lasers à gaz.

En ce qui concerne les lasers InAs, il ne semble guère possible actuellement d'étudier la distribution des zones émettrices le long de la jonction ainsi que cela a été réalisé pour l'arséniure de gallium et l'antimoniure de gallium [7]. La sensibilité des convertisseurs d'image dans la zone de 3 μ reste en effet insuffisante. L'observation du rayonnement suivant plusieurs directions est possible par simple déplacement de la cellule de réception devant le laser. La cellule utilisée est de petite surface (0,25 mm²) pour améliorer la résolution angulaire (un milliradian dans les conditions de mesure). Cette exploration peut se faire à plusieurs niveaux. Au-dessous du seuil, la distribution du rayonnement suit une loi proche de la loi de Lambert. Au-dessus du seuil, la directivité du faisceau est nettement marquée dans le plan de la jonction et dans le plan perpendiculaire à la jonction.

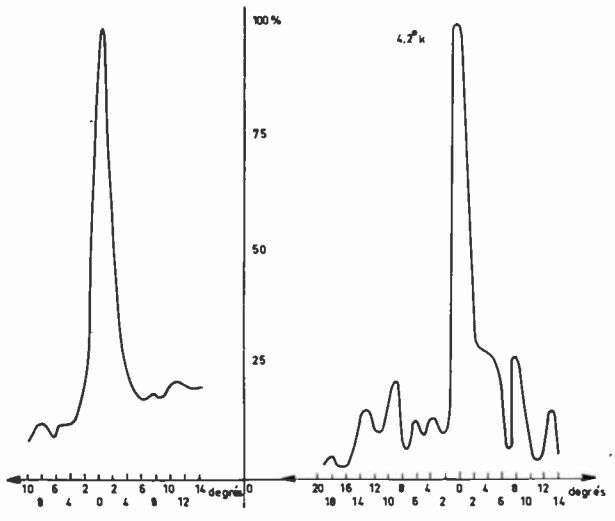


FIG. 10. — Laser InAs : Diagrammes de rayonnement.

A 4,2 °K, l'angle d'ouverture du faisceau est de 4° dans le plan de la jonction et de 6° dans le plan perpendiculaire à la jonction, ainsi que le montre la figure 10. Ces mesures permettent de déterminer la surface cohérente émissive considérée comme une fente rayonnante, l'angle d'ouverture étant égal au rapport de la longueur d'onde à la dimension de la fente. La région d'émission cohérente est donc de 45 μ dans le plan de la jonction et de 30 μ dans le plan perpendiculaire à la jonction.

8. Estimation de la puissance émise

L'utilisation pratique de ces diodes nécessite la connaissance de la puissance émise dont dépend, en particulier, la portée si l'on envisage une application en télécommunications.

L'évaluation de la puissance crête à la température de l'azote liquide a été effectuée au moyen d'une cellule photovoltaïque étalonnée. Le flux énergétique étalon est celui d'un corps noir. Un filtre formé d'une lame d'InAs et d'une lame de quartz le limite au domaine spectral intéressant. On détermine ainsi la sensibilité de la cellule photovoltaïque, exprimée en volts par watt.

Dans le cas de la réception du rayonnement laser, nous utilisons un miroir concave à grande ouverture, qui permet de focaliser sur la surface sensible la quasi-totalité du rayonnement émis. Un atténuateur optique étalonné est utilisé pour éviter de saturer la cellule. La mesure du signal reçu permettra donc, pour un rapport cyclique donné, d'estimer la puissance crête reçue. La puissance crête est donnée par :

$$P_c = \sqrt{2}\, P_{eff} \frac{T}{\tau}.$$

La puissance efficace P_{eff} est déduite de l'étalonnage de la cellule, T est la période des impulsions et τ leur durée. La puissance crête ainsi mesurée, le laser opérant à 77 °K, est de 50 mW pour un courant crête de 20 A.

9. Conclusion

Nous avons mis en évidence le phénomène d'émission stimulée dans l'arséniure d'indium. Le seuil d'excitation de l'effet laser est particulièrement faible et l'émission de lumière très directive, le laser fonctionne en régime continu à la température de 27 °K.

Ces performances ont été obtenues avec les premiers prototypes. L'étude se poursuit actuellement dans le but : d'améliorer la qualité métallurgique du semiconducteur, de déterminer le dopage correspondant au meilleur rendement radiatif et d'augmenter le coefficient de surtension de la cavité par dépôt de couches réfléchissantes. Nous pensons, par ces améliorations, obtenir une puissance rayonnée du

même ordre que celle des lasers GaAs, à une longueur d'onde plus élevée. Les lasers InAs sont déjà utilisés en laboratoire ; ils permettent des expériences d'excitation optique des semiconducteurs, et des mesures de constante de temps de détecteurs infrarouges.

D'autres applications, en télécommunications et télécommande, sont envisagées. La longueur d'onde d'émission nous paraît particulièrement intéressante, car elle est placée au minimum du rayonnement parasite ambiant composé du rayonnement solaire diffusé et du rayonnement thermique.

Toutefois ces applications sont conditionnées par une faible absorption atmosphérique. L'absorption atmosphérique dans la zone des 3 μ est due principalement à la vapeur d'eau, dont le spectre est composé d'une série de raies. A notre connaissance, l'étude à haute résolution de ces raies n'a pas encore été effectuée ; on n'en connaît que l'enveloppe, ce qui est insuffisant pour prévoir la transmission atmosphérique d'un rayonnement laser quasi-monochromatique.

L'étude à très haute résolution de l'absorption atmosphérique pourrait être réalisée en utilisant comme source un laser InAs, accordable avec un champ magnétique ou une contrainte uniaxiale.

Nous tenons à remercier particulièrement le Professeur P. AIGRAIN et le Docteur C. BENOIT A LA GUILLAUME, d'avoir autorisé l'expérimentation de nos lasers dans les laboratoires de l'Ecole Normale Supérieure.

De nombreuses discussions avec Mme H. RODOT, MM. J.M. DEBEVER, R. GRANGER, C. HILSUM et A. TRUFFERT nous ont aidés dans diverses phases de l'étude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BERNARD M., DURAFFOURG G. — *Phys. Stat. Sol.* 1, 1961, p. 659.

[2] BENOIT A LA GUILLAUME C., DEBEVER J.M. — *Sol. State. Com* 2, 1964, 145.

[3] GRANGER R. — *J. Phys.* (à paraître).

[4] MELNGAILLIS I. — *Appl. Phys. Let.* 2, 1963, 176.

[5] BENOIT A LA GUILLAUME C., DEBEVER J.M. — *Sol. State Com.* 1, 1965, 10.

[6] GRANGER R. — *C.R. Acad. Sci.*, 258, 1964, 1404.

[7] CHIPAUX C., EYMARD R. — *Phys. Stat. Sol.*, 10, 1965, p. 165.

LUMINESCENCE PAR BOMBARDEMENT CATHODIQUE DANS L'ARSÉNIURE DE GALLIUM

PAR

M. BOROT

Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée
Limeil-Brévannes (Seine-et-Oise)

Introduction

Les procédés utilisables pour exciter la luminescence des corps semiconducteurs peuvent être séparés en deux classes :

— excitation par rayonnement incident : photons, électrons, radiations nucléaires, etc. (photoluminescence, cathodoluminescence, etc.) ;

— excitation par passage direct du courant électrique soit par effet Destriau, soit par injection ou effet avalanche à travers une jonction *PN* (électroluminescence).

Alors que, dans de nombreux laboratoires, des travaux étaient effectués sur la luminescence des jonctions dans les composés intermétalliques III-V, il nous a paru intéressant d'étudier le comportement de l'un de ces corps sous l'action des rayons cathodiques. Ce type d'excitation nous libérait, en effet, des contingences créées par la nécessité d'obtenir un type de conductivité déterminé et les premiers rendements mesurés étaient comparables à ceux annoncés pour les diodes. Par la même occasion, il était possible d'envisager quelques applications. En raison de l'énergie de sa bande interdite (1,35 eV à 300 °K), l'arséniure de gallium était susceptible de donner une émission lumineuse à une longueur d'onde facilement utilisable : c'est-à-dire pour laquelle les instruments d'optique à lentilles de verre sont encore transparents, et où les récepteurs photoélectriques possèdent une bonne détectivité. Nous l'avons retenu pour ces raisons.

La première partie de cet article comprendra d'abord un rappel du principe des phénomènes de luminescence dans les semiconducteurs ; les différentes mesures effectuées seront exposées ensuite, ainsi que les résultats obtenus. La deuxième partie sera consacrée à l'application de la luminescence à un tube émetteur infrarouge modulable puis à une expérience de transmission de télévision utilisant un tel tube.

1. Etude du phénomène de luminescence

1.1. Aspects théoriques

La luminescence des semiconducteurs est un phénomène dû à la recombinaison radiative des porteurs de charge excédentaires [1]. Si un électron en excès dans la bande de conduction tombe dans un état libre de la bande de valence, il émet, si la transition est directe, un photon dont l'énergie sera la différence entre l'énergie des états de départ et d'arrivée. Plusieurs semiconducteurs intermétalliques III-V se prêtent à la production de ce type de luminescence [2] [3]. En effet, leur structure de bande en fonction du vecteur d'onde présente un minimum d'énergie de la bande de conduction en face d'un maximum d'énergie de la bande de valence. Il s'ensuit que les transitions directes sont très probables, ce qui n'est pas le cas pour les semiconducteurs comme le germanium ou le silicium dans lesquels les transitions sont généralement indirectes. Elles ont alors lieu avec changement de la quantité de mouvement de l'électron et produisent un phonon au lieu d'un photon.

En réalité, les transitions radiatives ne se font pas exclusivement de bande à bande. Il existe un grand nombre d'autres possibilités via un niveau d'impureté par exemple, soit entre un niveau donneur et la bande de valence, soit entre la bande de conduction et un niveau accepteur. Dans ces cas, l'énergie des photons émis est inférieure au saut d'énergie du matériau. La différence d'énergie contribue à l'échauffement du cristal. Il semblerait donc que ce soit les matériaux où les transitions de bande à bande sont les plus probables, qui doivent donner les meilleurs résultats quant au rendement. En réalité, la probabilité d'une transition augmente rapidement lorsque la différence d'énergie correspondante diminue : une faible proportion d'impureté modifie considérablement le spectre d'émission en le déplaçant vers les

grandes longueurs d'onde dans un domaine où le coefficient d'absorption est faible. L'importance pratique de ces deux faits est telle qu'ils l'emportent ; l'expérience montre que, pour l'arséniure de gallium sous irradiation cathodique tout au moins, ce sont les cristaux assez fortement dopés qui donnent les meilleurs rendements énergétiques.

Dans la luminescence par bombardement cathodique, les charges excédentaires sont obtenues par cession d'une fraction de l'énergie des électrons incidents aux électrons de la bande de valence. Ils transitent alors à travers la bande interdite en laissant des trous dans la bande de valence (création de paires « électron-trou »).

Pour un semiconducteur tel que l'arséniure de gallium, on estime que le rapport entre l'énergie absorbée et le nombre de paires libérées est de l'ordre de 3 eV. Un électron de 30 keV pourrait ainsi donner 10^4 paires environ. Les grandeurs qui paraissent les plus intéressantes dans le phénomène sont :

— le rendement énergétique (rapport de l'énergie lumineuse totale rayonnée à l'énergie incidente) ;

— le volume luminescent et la pénétration des électrons ;

— la longueur d'onde d'émission ;

— la constante de temps d'extinction de la luminescence.

1.1.1. *Rendement énergétique*

Le rendement énergétique de la luminescence par bombardement électronique va nécessairement comporter trois facteurs :

— rendement de transfert de l'énergie du faisceau d'électrons au cristal ;

— rendement des phénomènes d'excitation et de recombinaison radiative ;

— rendement optique de transmission du cristal.

a) *Rendement de transfert d'énergie*

L'énergie incidente par unité de temps W_i est le produit du nombre d'électrons incidents N_i par l'énergie E_i transportée par chacun d'eux : $W_i = N_i E_i$. L'énergie issue du cristal sous forme d'électrons est :

$$W_e = N_e E_e,$$

avec :

N_e : nombre d'électrons émis par le cristal (comprenant tous les électrons qui repartent) ;

E_e : énergie de ces électrons.

Le rendement de transfert sera donc :

$$R_T = \frac{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e}{\Sigma N_i E_i}.$$

Le but de cette étude n'étant pas la luminescence cathodique en général, nous n'avons pas fait de mesures (d'ailleurs assez délicates) sur les électrons réémis et leur spectre d'énergie. Nous pouvons toutefois indiquer sommairement les différents facteurs de pertes sur ce rendement.

Les électrons émis par le cristal comprennent :

— les électrons primaires réfléchis,

— les électrons primaires ayant pénétré dans le solide et ressortant avec une perte d'énergie,

— les électrons secondaires s'échappant du cristal à faible vitesse.

Pour tous ces électrons, GARLICK [4] donne la courbe de variation du rapport η entre le nombre d'électrons réémis et le nombre d'électrons primaires avec le numéro atomique Z du corps bombardé (fig. 1). Le taux d'électrons réémis varie peu avec

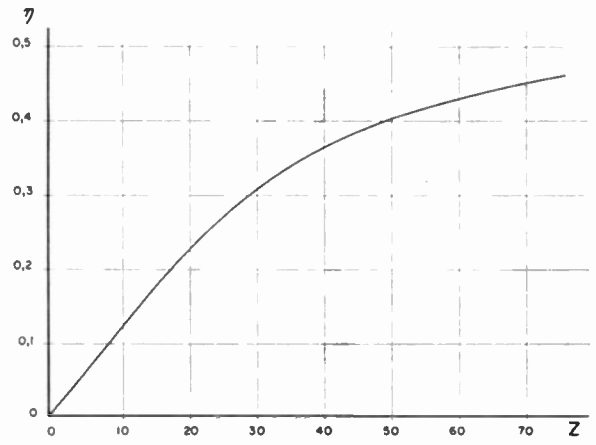


FIG. 1.

l'énergie des électrons incidents pour les échantillons de faible masse atomique. Le GaAs se trouve dans la zone de transition, mais on peut dire que, dans la gamme des énergies pratiquement réalisées au laboratoire ($5 \cdot 10^3$ à $2{,}5 \cdot 10^4$ eV), la réémission est constante. On en déduit que N_e se situe aux environs de 0,47 N_i. Quant au spectre des E_e, les informations sont peu nombreuses à son sujet. On trouve par exemple sous la signature de V.G. BOL'SHOV [5] un spectre d'électrons secondaires présentant un pic à 4 eV mais son étude est limitée à des E_i de 300 eV et une exploration des E_e jusqu'à 30 eV. Il paraît donc difficile de conclure pour la valeur théorique du rendement de transfert. Mais à la fin de cette première partie, on donne un aperçu qualitatif de l'effet des électrons secondaires qui montre qu'on peut difficilement négliger cette perte d'énergie.

b) *Rendement des phénomènes de luminescence*

Nous le définirons comme le rapport de l'énergie lumineuse totale émise par unité de temps dans le cristal à l'énergie cédée par les électrons incidents. Celle-ci est la différence :

$$\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e \quad .$$

L'énergie lumineuse totale supposée monochromatique, de fréquence ν et transportée par N_p photons par seconde est : $\Sigma N_p\, h\nu$. D'où le rendement global de luminescence :

$$R_L = \frac{\Sigma N_p h\nu}{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e}.$$

Si nous supposons tout d'abord le cristal parfait, c'est-à-dire l'interface cristal-vide limitée par un plan réticulaire, aucune perte d'énergie ne se produira dans un matériau dégradé. Nous allons devoir distinguer deux nouveaux rendements. L'un R'_L exprimant la probabilité, inférieure ou égale à 1, pour qu'un électron incident perde toute son énergie en provoquant des transitions de bande à bande ; l'autre R''_L, exprimant que les recombinaisons ne seront pas toutes radiatives et que celles qui le seront ne libéreront pas obligatoirement un photon tel que sa fréquence ν soit $\nu = E_g/h$ avec E_g = saut d'énergie du matériau. Le produit de ces deux rendements R'_L et R''_L nous donnerait R_L.

Dans un cristal réel, il peut y avoir entre le corps du matériau et le vide une couche oxydée ou dégradée et le rendement R'_L sera amoindri du fait de l'énergie perdue par les électrons pour traverser cette couche, sans profit pour l'émission lumineuse. Le calcul théorique du rendement de luminescence serait vraisemblablement très ardu ; de toute manière il nécessiterait des informations que l'on ne peut pratiquement pas avoir.

c) *Rendement optique*

C'est le rapport entre l'énergie lumineuse totale pouvant sortir du cristal et celle émise à l'intérieur. Il est très inférieur à 1 du fait de l'indice de réfraction élevé du matériau. Tout rayon lumineux, émis dans le cristal avec un angle supérieur à l'angle de réflexion totale, sera réfléchi à l'intérieur du cristal puis finalement absorbé.

Considérons sur la figure 2 un point lumineux P à l'intérieur du cristal. La lumière émise de ce point et pouvant sortir du volume sera comprise dans un cône de demi-angle au sommet θ = arc sin $1/n$.

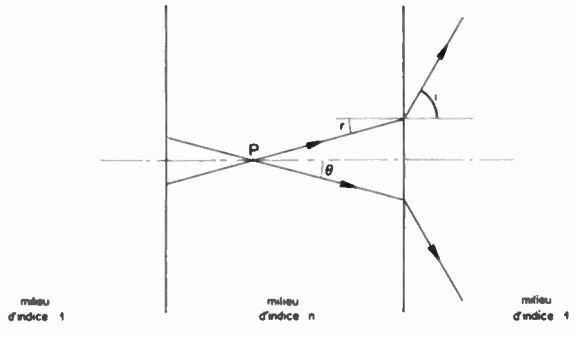


FIG. 2.

La puissance rayonnée dans chaque nappe de ce cône sera, si la puissance totale émise par le point est P_T et si Ω désigne l'angle solide contenu dans le cône (*) :

$$\frac{P_T \Omega}{4\pi}$$

avec :

$$\Omega = 2\pi(1-\cos\theta) = 2\pi\left(1-\sqrt{1-\frac{1}{n^2}}\right)$$

d'où le rendement pour les deux nappes :

$$R_0 = \frac{2\Omega}{4\pi}$$

$$R_0 = \left(1-\sqrt{1-\frac{1}{n^2}}\right) \simeq \frac{1}{2n^2} \qquad \text{si } n \gg 1.$$

Dans ce calcul du rendement optique, nous n'avons tenu compte ni de l'absorption à l'intérieur du cône utile, ni des réflexions aux interfaces. Celles-ci seraient d'ailleurs impossibles à calculer sans informations sur l'état de polarisation de la lumière émise à l'intérieur du matériau.

Nous arrivons donc au rendement énergétique global qu'on peut écrire :

$$R = R_T \cdot R_L \cdot R_0$$

$$= \frac{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e}{\Sigma N_i E_i} \times \frac{\Sigma N_p h\nu}{\Sigma N_i E_i - \Sigma N_e E_e} \times \frac{1}{2n^2}$$

d'où

$$R = \frac{\Sigma N_p h\nu}{2n^2 \Sigma N_i E_i}.$$

En vérité les deux premiers termes du rendement n'étant pas explicités, nous ne pouvons pas accéder à une valeur numérique théorique de celui-ci mais seulement en donner une valeur maximale égale à R_0.

1.1.2. *Volume luminescent et pénétration des électrons*

Le volume luminescent est fonction de la pénétration x des électrons. On peut difficilement le déterminer, tant théoriquement qu'expérimentalement, car on connaît peu la pénétration des électrons dans la matière et très mal leur dispersion.

En principe x pourrait être décrit par l'équation de BETHE (1930) (d'après [4]).

$$-\frac{dE}{dx} = \frac{2\pi N Z q^4}{(4\pi\varepsilon_0)^2 E} \ln\left(\frac{E}{E_i}\right)$$

* Ce calcul suppose l'intensité lumineuse du point P indépendante de la direction d'observation. Une surface émettrice parallèle à la face de sortie et à luminance indépendante de la direction d'observation donnerait un rendement $R_0 = 1/n^2$.

avec :

N : nombre d'électrons par cm³
Z : numéro atomique
q : charge électronique
E_i : potentiel d'ionisation moyen pour les électrons atomiques
E : énergie de l'électron
ε_0 : permittivité du vide.

De plus, d'après STINCHFIELD, la décroissance du courant d'électrons incidents ou primaires, en fonction de la profondeur, suivrait une loi exponentielle :

$$i = i_0 e^{-\alpha x}.$$

En séparant les variables de l'équation de Bethe, il vient :

$$-\frac{E\,dE}{\ln\left(\frac{E}{E_i}\right)} = \frac{NZq^4}{8\pi\varepsilon_0^2}dx$$

et en posant $y = \frac{E}{E_i}$:

$$-\frac{y\,dy}{\ln y} = \frac{NZq^4}{8\pi\varepsilon_0^2 E_i^2}dx.$$

Si l'on pose maintenant $y = e^z$, on a :

$$-\int\frac{e^{2z}dz}{z} = \frac{NZq^4}{8\pi\varepsilon_0^2 E_i^2}\int dx$$

et en intégrant de part et d'autre, il vient :

$$x - x_0 = \frac{-8\pi\varepsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4}\left[\ln z + \frac{2z}{1!} + \frac{(2z)^2}{2\cdot 2!} + \ldots\right]$$

$$x - x_0 = \frac{-8\pi\varepsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4}\left[\ln\ln\left(\frac{E}{E_i}\right) + \frac{2\ln\left(\frac{E}{E_i}\right)}{1!} + \frac{4\left[\ln\left(\frac{E}{E_i}\right)\right]^2}{2\cdot 2!} + \ldots\right].$$

avec la condition $z > 0$, c'est-à-dire $E > E_i$.

Cherchons la valeur de x_0 à l'aide des conditions aux limites. Pour l'énergie maximale et initiale, E_0, x est nul ; par conséquent :

$$x_0 = f(E_0)$$

et :

$$x = f(E_0) - f(E).$$

Arbitrairement, nous pouvons fixer comme profondeur de pénétration x_M celle pour laquelle l'énergie E des électrons est égale à $e \cdot E_i$. Nous avons donc :

$$x_M = f(E_0) - f(eE_i).$$

En fait, $f(eE_i)$ est parfaitement négligeable devant $f(E_0)$ et :

$$x_M \simeq f(E_0),$$

$$x_M = \frac{8\pi\varepsilon_0^2 E_i^2}{NZq^4}\left[\ln\ln\left(\frac{E}{E_i}\right) + \frac{2\ln\left(\frac{E}{E_i}\right)}{1!} + \frac{4\left[\ln\left(\frac{E}{E_i}\right)\right]^2}{2\cdot 2!} + \ldots\right].$$

Nous avons fait un calcul avec les 37 premiers termes de la série en prenant les valeurs suivantes (le terme dont la valeur est maximale est le 18e) :

$E_i = 1{,}45\ \text{eV} = 2{,}32\cdot 10^{-19}\ \text{J}$
$E = 29\ \text{keV}$
$N = 4{,}86\cdot 10^{28}\ \text{m}^{-3}$
$Z = 32$
$q = 1{,}6\cdot 10^{-19}\ \text{C}.$

Dans ces conditions, la série prend la valeur : $2{,}7\cdot 10^7$. La constante vaut :

$$\frac{8\pi\,\varepsilon_0^2\,E_i^2}{NZq^4} = \frac{8\times 3{,}14\times 7{,}85\cdot 10^{-23}\times 5{,}38\cdot 10^{-38}}{4{,}86\cdot 10^{28}\times 32\times 6{,}54\cdot 10^{-76}} = 1{,}04\cdot 10^{-13}.$$

D'où la valeur de x_M :

$x_M = 1{,}04\cdot 10^{-13}\times 2{,}7\cdot 10^7 m$
$x_M = 2{,}81\cdot 10^{-6} m = 2{,}81\ \mu.$

En réalité la région où existent des électrons primaires et secondaires dans un état excité est de forme complexe et on ne peut pas dire que la pénétration, même telle que nous l'avons définie, possède une grande signification. Ainsi EHRENBERG et FRANCK (1953) en photographiant le profil d'émission d'une substance (fig. 3) ont montré que sa forme variait d'une façon importante avec l'énergie des électrons incidents [4].

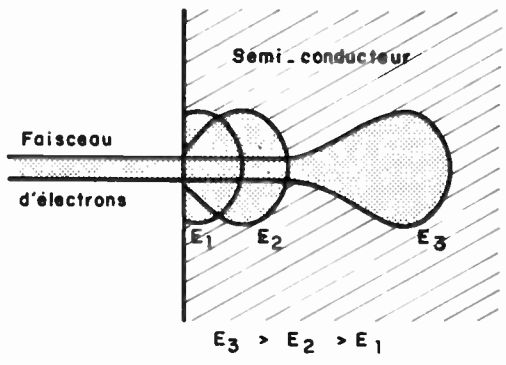


FIG. 3.

1.1.3. *Longueur d'onde d'émission*

Si les transitions conduisant à l'émission d'un photon se produisaient toutes de bande à bande, l'émission se ferait sur une seule longueur d'onde avec une largeur de bande très faible (de l'ordre de kT/q). En réalité l'expérience montre (pour l'arséniure de gallium sous bombardement électronique) que, suivant la nature de l'impureté présente dans le cristal, le spectre émis présente une ou deux raies : celle due à la recombinaison fondamentale en est quelquefois absente (ou non décelable). Cela laisse supposer qu'il existe des transitions via un niveau d'impureté qui sont quelquefois beaucoup plus probables que les transitions de bande à bande.

Malheureusement, l'analyse détaillée des cristaux dont nous disposons n'a pu être obtenue de notre fournisseur et il n'est pas évident que ce soit l'impureté donnant le type de conductivité annoncé qui détermine la ou les longueurs d'onde d'émission observées. Deux cristaux contenant tous deux du zinc comme dopant ont donné des spectres d'émission très différents. On ne peut donc pas affirmer que, pour les cristaux de type *P*, la transition la plus probable se fait via le niveau accepteur et que pour ceux de type *N* elle se fait via le niveau donneur.

1.1.4. *Constante de temps de luminescence*

Elle est très probablement du même ordre de grandeur que la durée de vie moyenne des porteurs excédentaires dans le cristal. Par exemple, pour l'arséniure de gallium elle est de l'ordre de 10^{-9} s, c'est-à-dire que la fréquence de coupure du cristal serait d'environ 160 MHz.

Malheureusement, jusqu'à présent aucune justification expérimentale n'a pu être apportée à cette valeur.

1.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les cristaux sur lesquels les mesures ont porté proviennent soit de la Société Américaine MONSANTO, soit de WACKER CHEMIE (Allemagne), soit de LA RADIOTECHNIQUE.

1.2.1. *Rendement énergétique*

Il a été mesuré sur un certain nombre de cristaux soit en valeur absolue, soit en valeur relative, c'est-à-dire en comparant l'émission dans les mêmes conditions d'excitation.

Le rendement absolu est mesuré en supposant la source lumineuse ponctuelle et isotrope à l'intérieur du cristal. Dans ces conditions, si l'indice de réfraction n du matériau est grand, ce qui est le cas pour GaAs, la répartition spatiale de l'intensité à l'extérieur de la lame est :

$$I_\theta = I_0 \cos\theta.$$

avec θ = angle de la direction d'observation avec la normale du cristal. I_0 désigne l'intensité pour $\theta = 0$.

Le flux total externe est donc, en intégrant pour un demi-espace :

$$F = \pi I_0$$

Par conséquent, si le détecteur d'aire δS reçoit le flux δF à la distance d (direction d'observation θ), nous aurons :

$$I_0 = \frac{\delta F}{\delta S}\,\frac{d^2}{\cos\theta}.$$

Et le flux total émis sera pour les deux faces :

$$F = \frac{2\pi d^2}{\cos\theta}\,\frac{\delta F}{\delta S},$$

d'où le rendement avec un courant de faisceau I_F sous une différence de potentiel V_F :

$$R = \frac{F_{(W)}}{V_F I_F} = \frac{2\pi d^2}{V_F I_F \cos\theta}\,\frac{\delta F}{\delta S}.$$

a) *Mesure en tube scellé*

Durant ces mesures, il a été utilisé un tube scellé comportant un canon électronique de tube-image pour télévision. La cible, en forme de disque, était bombardée normalement et soudée à sa périphérie sur un porte-cible pouvant être refroidi à l'azote liquide. La disposition intérieure permettait à la lumière émise d'être observée soit directement du côté de la face irradiée, soit après la traversée de l'épaisseur de la cible. Cette dernière découpée dans un monocristal cylindrique d'arséniure de gallium (Wacker Chemie) était de type *N* avec une concentration en donneurs voisine de 10^{18} cm^{-3}.

Le faisceau électronique était modulé par impulsions de 10 μs à 100 Hz.

L'aire du détecteur utilisé, un photomultiplicateur 150 CVP était limitée à 0,8 cm^2.

Les conditions de mesure et les rendements obtenus sont résumés dans le tableau ci-dessous dans lequel les rendements ont été calculés en supposant que l'émission est localisée dans le spectre entre 0,85 et 1 μm.

Conditions d'observations	Température de la cible	V_F (kV)	I_F (μA)	Distance du détecteur à la cible, en cm	Rendement
A travers la cible	300 °K	10	250	18	0,0012
Du côté bombardé	300 °K	14	250	28	0,0142
Du côté bombardé	77 °K	7	100	28	0,0475

D'autres mesures de rendement ont été faites à l'aide du tube décrit dans la deuxième partie de l'article. La cible était alors dopée au germanium à $1{,}4 \cdot 10^{18}$ atomes/cm^3 (Monsanto). Dans ce cas,

l'excitation a été réalisée en régime continu ; avec une tension d'accélération $V_F = 15$ kV, un courant de faisceau $I_F = 80$ μA, et un détecteur au silicium BPY13, le rendement obtenu était : $R = 0{,}0046$.

b) *Mesure en tube démontable*

Ces mesures avaient pour but, non pas de fournir des valeurs absolues, mais des résultats comparatifs de l'intensité de la lumière émise par différents cristaux dans des conditions d'excitation identiques.

Pour cela, il a été utilisé un tube démontable dont la disposition permettrait d'interchanger les cibles et les canons aisément. Ces derniers, comportaient une cathode en tantale supportant sans dommage de fréquentes remises à l'air.

Le détecteur était à nouveau un photomultiplicateur 150 CVP, placé à distance fixe de la cible.

Les résultats, en unités arbitraires, sont consignés dans le tableau ci-dessous :

CIBLES GaAs (Monsanto)

Impureté		Concentration atomes/cm³	Signal (unités arbitraires)		
Groupe	Elément		Cible brute de sciage (dégraissée)	Cible polie	Cible polie et décapée
II	Zn	$5{,}7 \cdot 10^{19}$	20	15	45
	Cd	$2{,}5 \cdot 10^{18}$	5	45	10
IV	Ge	$1{,}4 \cdot 10^{18}$	11	220	800
	Sn	$3{,}9 \cdot 10^{18}$	6	20	40
VI	Se	$5{,}4 \cdot 10^{18}$	1	1	1,5
	Te	$5{,}1 \cdot 10^{18}$	10	12	35

Si nous comparons les valeurs de rendement trouvées en régime d'impulsion et celles trouvées en fonctionnement continu, on voit que le rendement est beaucoup plus faible dans ce dernier cas. Il semble donc que la puissance moyenne reçue par le cristal a une influence importante. Dans le premier cas, pour le meilleur rendement, nous avons une puissance moyenne P_m :

$$P_m = 7 \cdot 10^3 \times 10^{-4} \times 10^{-3} = 7 \cdot 10^{-4} \text{ W},$$

et dans le deuxième cas nous avons :

$$P_m = 1{,}2 \text{ W}.$$

Or, l'étude expérimentale des variations du rendement R avec la puissance entre 0 et 1 W montre que R dépend très peu de P.

On explique cette anomalie par le fait que, pour voir le rendement croître, il faut s'approcher très près de la puissance moyenne nulle, ce qui implique que I_F soit très petit car, comme on le verra plus loin, V_F ne peut pas descendre au-dessous d'un seuil de 10 kV environ. Dans ces conditions, la quantité de lumière émise est extrêmement faible, et ne peut pas être mesurée par nos détecteurs.

A quoi attribuer cette baisse du rendement ? Un échauffement du cristal est l'explication la plus vraisemblable car nous sommes loin de la saturation de luminescence. Pourtant le calcul n'indique pas une élévation considérable de la température.

Considérons une pastille cylindrique de GaAs soudée par une base sur une pièce à la température T_2 (77 °K) (fig. 4). Le faisceau d'électrons de rayon r_1 tombe

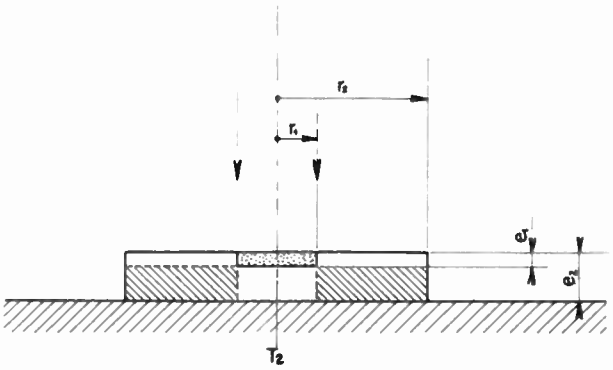


FIG. 4.

sur la base opposée à la soudure et pénètre à une profondeur e_1. Le rayon du cylindre est r_2 et sa hauteur est e_2. La conductivité thermique du matériau est K ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{deg}^{-1}$). On admettra que la surface latérale de la pastille est à la température T_2 et on négligera la conductance thermique des parties hachurées.

La résistance thermique du cylindre situé entre la région de pénétration et le support est R'_{th} :

$$R'_{th} = \frac{1}{K} \cdot \frac{e_2 - e_1}{\pi r_1^2}.$$

Cette relation n'est pratiquement valable que si $e_2 \ll r_1$.

La résistance thermique du cylindre situé autour de la région de pénétration est R''_{th} :

$$R''_{th} = \frac{1}{2\pi K e_1} \ln \frac{r_2}{r_1}.$$

Cette relation s'applique si $e_1 \gg r_1$.

Pour le GaAs : $K = 0{,}37$ $\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{deg.}^{-1}$, et on a :

$$e_1 \simeq 10^{-3} \text{ cm}$$

$$e_2 = 3 \cdot 10^{-2} \text{ cm}$$

$$r_1 = 4 \cdot 10^{-2} \text{ cm}$$

$$r_2 = 3 \cdot 10^{-1} \text{ cm}.$$

C'est la première des deux relations antérieures qui

est la moins fausse, elle donne une valeur approchée par excès de R_{th}, donc de l'échauffement ; il vient :

$$R_{th} = \frac{30 \cdot 10^{-3} - 10^{-3}}{0{,}37 \times \pi \times 16 \cdot 10^{-4}}$$

$$R_{th} = 16{,}2 \text{ deg.W}^{-1}.$$

D'autre part :

$$T_1 - T_2 = P \cdot R_{th}$$

avec T_1 température de la zone d'impact et P puissance fournie à cette zone ; si on prend $P = 3$ W, on a :

$$T_1 - T_2 = 48 \text{ °K}.$$

Le support de cible étant à la température T_2 de l'azote liquide (77 °K), la zone d'impact se trouve portée à la température :

$$T_1 = 125 \text{ °K}.$$

Cette valeur ne suffit pas à expliquer complètement la baisse de rendement observée pour les fortes puissances appliquées à la cible.

1.2.2. *Variations de l'intensité lumineuse I_L*

a) *avec l'énergie des électrons*

Une courbe typique est donnée sur la figure 5. Il existe un seuil, aux environs de 10 kV, au-dessous duquel on n'observe pas d'émission lumineuse. Ce phénomène est probablement dû à la présence d'une

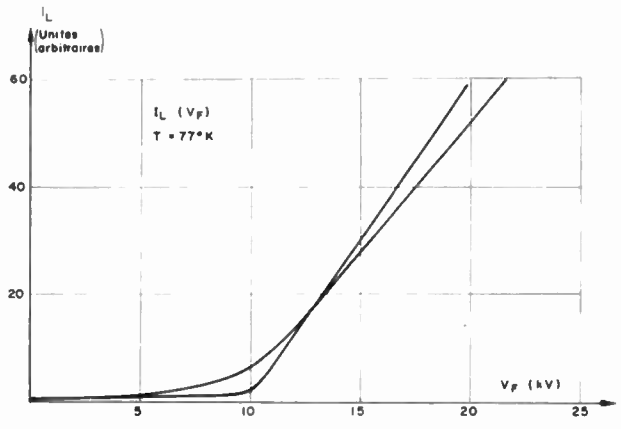


FIG. 5.

couche dégradée en surface. Celle-ci ne participant pas à l'émission lumineuse, les électrons doivent la traverser pour accéder à une région efficace. Au-delà du seuil, la forme de la courbe montre que le nombre de recombinaisons radiatives croît linéairement avec l'énergie des électrons.

b) *avec l'intensité du faisceau I_F*

La courbe typique, reproduite figure 6, montre que l'émission lumineuse est proportionnelle à l'intensité du faisceau. Au delà d'une certaine valeur apparaît une saturation entraînant une baisse du rendement.

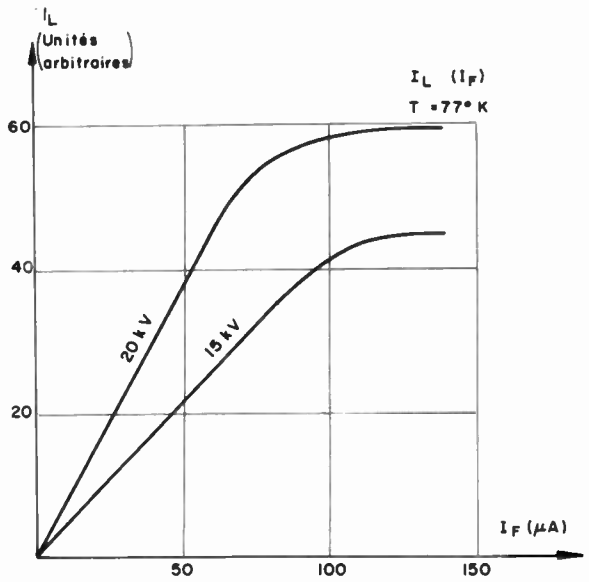


FIG. 6.

Le désaccord entre les courbes des figures 5 et 6 a été provoqué par des conditions d'expérience différentes. Les courbes présentées ont été relevées avec un tube dont la cible est dopée au germanium à $1{,}4 \cdot 10^{18}$ atomes/cm^3.

1.2.3. *Distribution spectrale en fonction de l'impureté*

Les conditions expérimentales étaient les suivantes (fig. 7) :

Source : Tube démontable à cathode en tantale avec les alimentations associées. Pour le refroidissement de la cible, on utilise de l'azote liquide.

Analyseur : Monochromateur double Desvignes à prismes de quartz. Le faisceau de lumière est modulé avant de pénétrer dans l'analyseur. Le réglage des fentes est fait en fonction de la lumière en provenance de la source.

Détecteur : Nous avons utilisé un détecteur au germanium OAP12. Il était suivi d'un amplificateur accordé à transistors, d'un démodulateur synchrone puis d'un enregistreur.

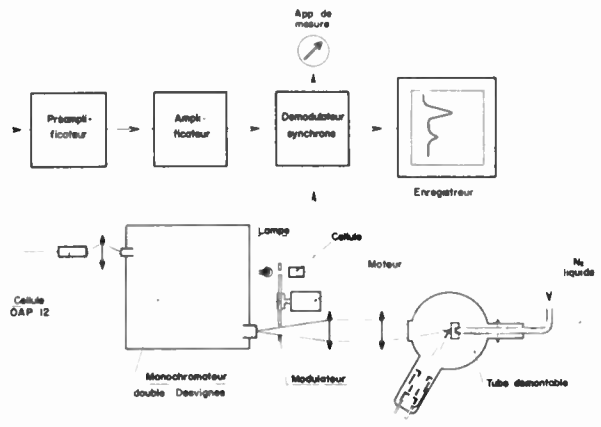


FIG. 7.

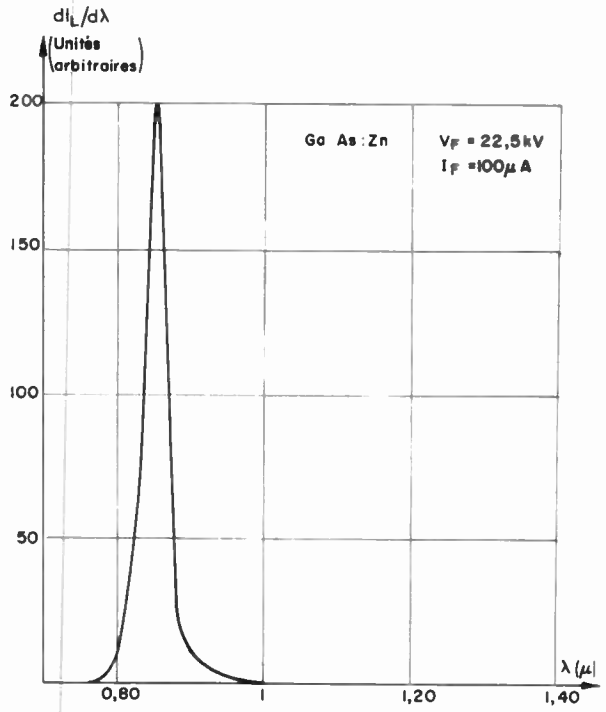


FIG. 8.

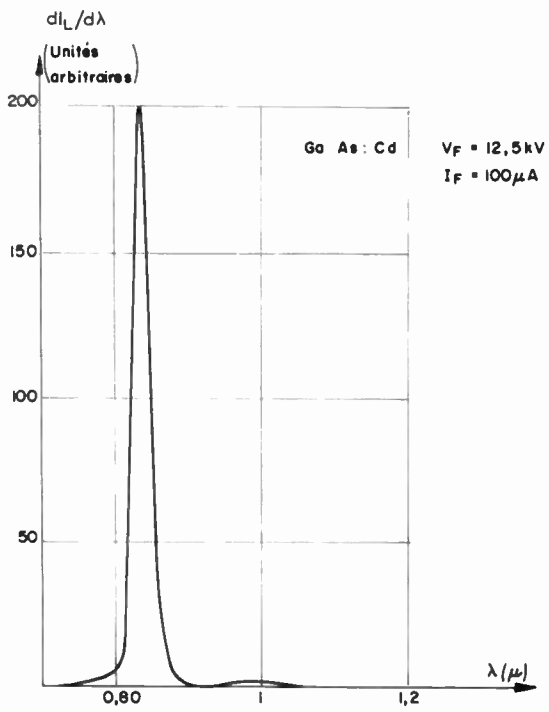


FIG. 9.

Les spectres obtenus après correction de la sensibilité de cellule et de la transparence du monochromateur, sont présentés sur les figures 8 à 13. Les cristaux des figures 8 et 9 contiennent des impuretés du groupe 2, ceux des figures 10 et 11 des impuretés du groupe 4, ceux des figures 12 et 13 des impuretés du groupe 6.

Les échantillons contenant du zinc ou du cadmium donnent des raies de faible largeur. Les raies de ces cristaux de type *P* se trouvent pratiquement à l'émission fondamentale.

Au contraire, les cristaux de type *N* ont donné des raies d'émission à des énergies beaucoup plus faibles

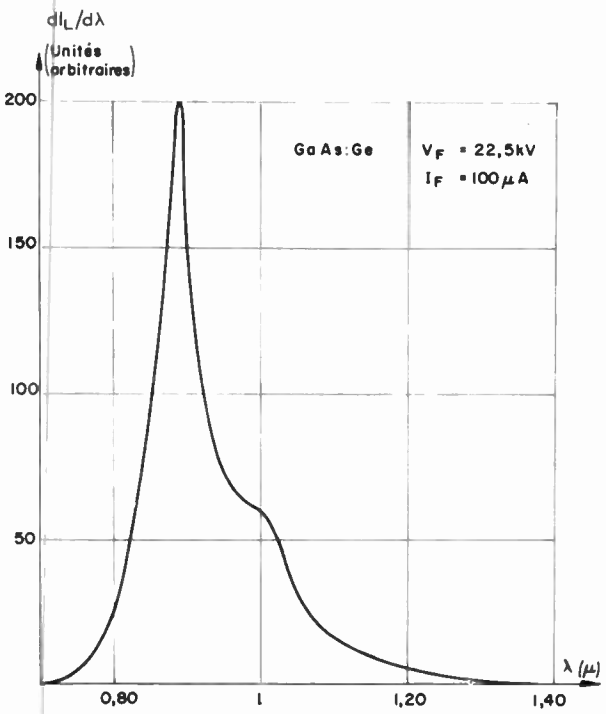


FIG. 10.

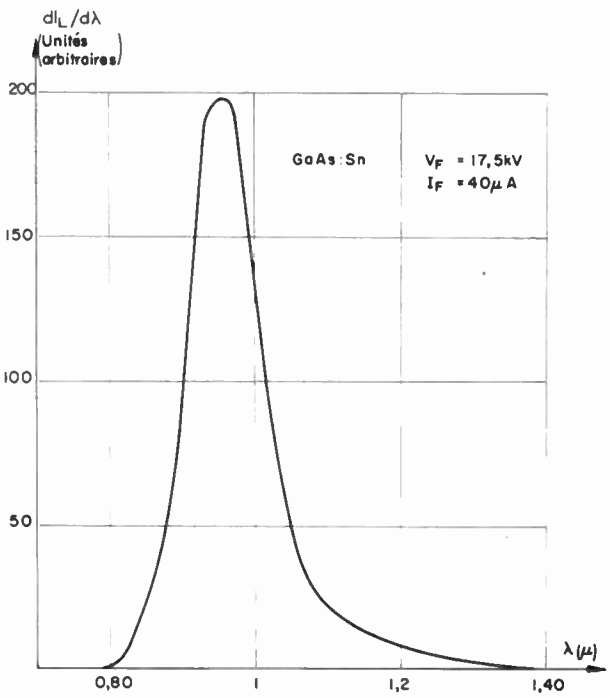


FIG. 11.

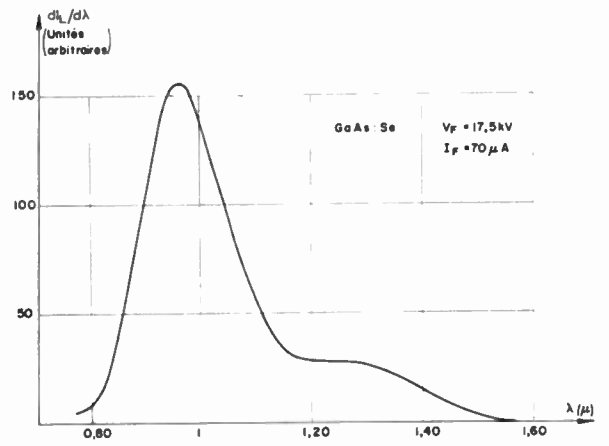


FIG. 12.

que le saut d'énergie du GaAs et avec des largeurs très grandes. Cependant, c'est un cristal de type N (dopé au germanium) qui donne le meilleur rendement. Par contre, MINDEN [6] a constaté que les diodes luminescentes au GaAs les plus « efficaces » présentaient un pic principal à 0,85 μ (1,46 eV, saut d'énergie du GaAs) et deux pics très faibles à 1,00 et 1,25 μ. Dans les diodes « inefficaces » les pics correspondants aux grandes longueurs d'onde deviennent les plus intenses. La position des raies d'émission (λ_1, λ_2) ainsi que leur intensité relative sont résumées dans le tableau ci-dessous :

CIBLES GaAs				
Impureté	λ_1 (μ)	$A(\lambda_1)$ (%)	λ_2 (μ)	$A(\lambda_2)$ (%)
Zn	0,85	100		
Cd	0,83	99	0,99	1
Ge	0,89	77	1	23
Sn	0,95	100		
Se	0,96	83	1,26	17
Te	0,95	93	1,12	7

1.2.4. *Constante de temps*

Nous avons vu plus haut que la constante de temps de luminescence était liée à la durée de vie des porteurs excédentaires dans le cristal. On admet généralement, pour cette dernière, des valeurs avoisinant 10^{-9} s, c'est-à-dire qu'elle n'est pratiquement pas accessible à la mesure. Par ailleurs, au cours de nos expériences utilisant le bombardement électronique, la fréquence de coupure f_e propre au canon était relativement basse et c'est elle qui limitait l'observation de phénomènes de luminescence très rapides. Expérimentalement, nous avons observé pour le canon une fréquence de coupure à 3 dB de l'ordre de 20 MHz, valeur que nous avons retrouvée pour la luminescence.

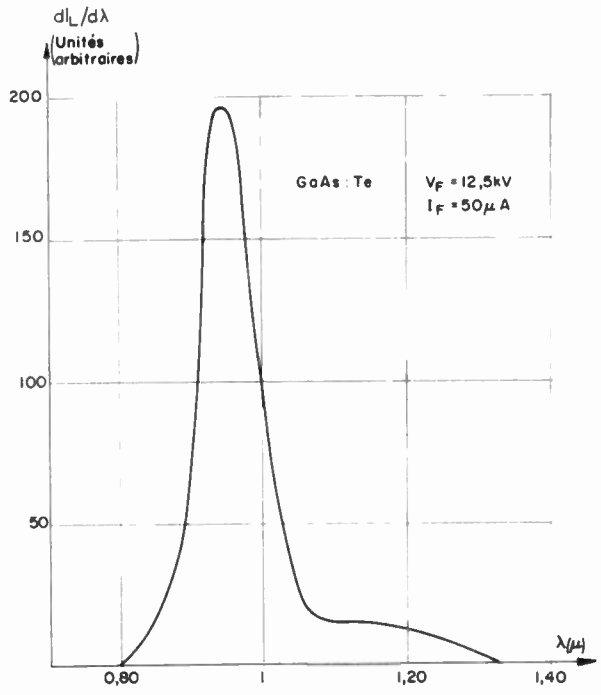


FIG. 13.

1.2.5. *Emission secondaire*

Dans le tube scellé, elle se manifeste par une fluorescence bleue assez intense de la métallisation. Par ailleurs, on observe sur un tube ayant longtemps fonctionné une modification de la couche d'aluminium située entre le plan du cristal et la fenêtre d'observation. Cette région, brillante à l'origine, devient brune et mate après un certain nombre d'heures de fonctionnement. Il ne s'agit pas de pulvérisation métallique car la couche est modifiée dans toute son épaisseur. Cela permet de penser que l'émission secondaire rayonne une énergie non négligeable (fig. 14).

2. Applications à l'émission de lumière modulée

2.1. TUBE A VIDE A LUMINESCENCE

En utilisant les résultats de la première partie, nous avons réalisé un tube à vide fonctionnant comme source de lumière infrarouge modulable. Il comporte comme élément actif une pastille d'arséniure de gallium et comme élément excitateur un canon électronique de tube-image (LA RADIOTECHNIQUE).

Le tube représenté sur les figures 14 et 15, est construit en verre et est métallisé intérieurement. Un cryostat avec fond en molybdène est ménagé pour permettre le refroidissement de la cible à l'azote liquide. Cette cible, dopée au germanium à $1{,}4.10^{18}$ atomes/cm^3, est soudée sur le molybdène grâce à un alliage à bas point de fusion (eutectique AuGe). Le canon à électrons est tout à fait classique. La dernière anode est raccordée à la collerette de Dilver par l'intermédiaire de la métallisation. L'ensemble possède les caractéristiques moyennes suivantes :

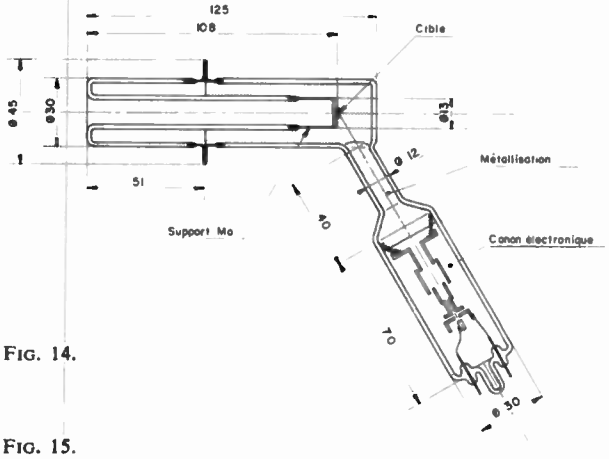
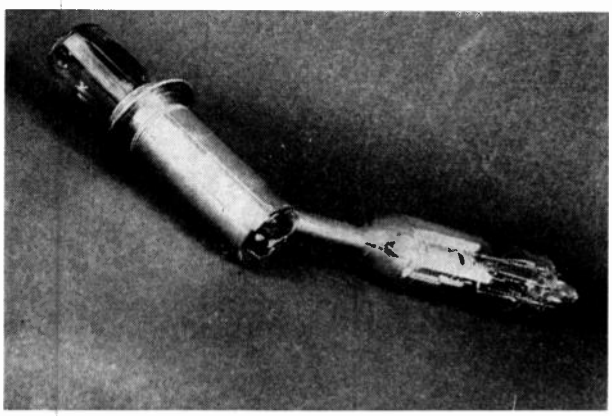


FIG. 14.

FIG. 15.



Tension maximale d'accélération des électrons	25 kV
Courant de faisceau maximal (avec refroidissement de la cible)	200 μA
Longueur d'onde d'émission	0,89 μ
Angle solide d'émission	1,26 sr
Puissance lumineuse utile à 20 kV et 100 μA	1,25 mW
Modulation par variation de potentiel du Wehnelt du canon	
Tension pour modulation à 100 %	20 V c à c
Fréquence de coupure, environ	20 MHz

Dans ce qui suit, ces tubes sont désignés par le code *AG*.

2.2. TRANSMISSION D'UNE IMAGE DE TÉLÉVISION A L'AIDE D'UN TUBE AG

2.2.1. *Principe*

Le point luminescent d'un tube AG est placé au foyer d'un miroir parabolique de 250 mm de longueur focale et de 300 mm de diamètre. Le faisceau lumineux ainsi produit est reçu à une distance *D* par un second miroir de même diamètre et de 300 mm de longueur focale, au foyer duquel est placé un photomultiplicateur. Le tube AG est modulé sur le Wehnelt par le signal video, convenablement amplifié, provenant d'un monoscope. Le signal sortant du photomultiplicateur est également amplifié et attaque un récepteur de télévision.

Des alimentations régulées ainsi que des oscilloscopes de contrôle font également partie de l'équipement.

2.2.2. *Réalisation*

Emetteur (fig. 16). Il est composé d'un cylindre dans le fond duquel le miroir parabolique est fixé sur un support orientable. Le tube AG est placé au foyer, supporté par trois colonnettes de plexiglas assurant également l'isolement. Rappelons que la tension sur le tube peut s'élever à 25 000 V.

Le fond du cylindre laisse passer une lunette de réglage qui traverse également le miroir. Une fenêtre à faces parallèles polies optiquement ferme l'autre côté du cylindre.

Récepteur (fig. 17). Il est de construction identique à celle de l'émetteur, à la longueur focale près. Au

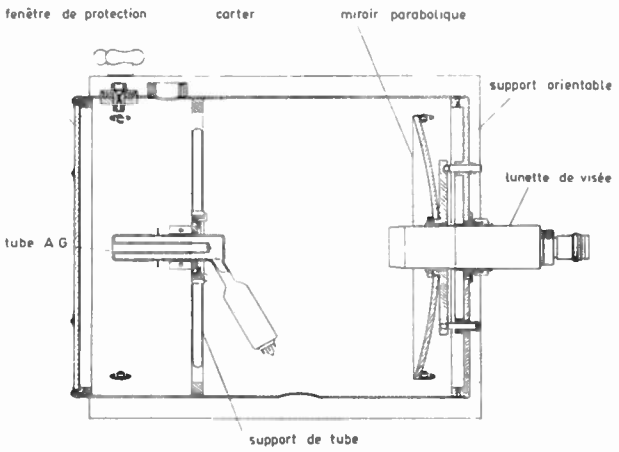
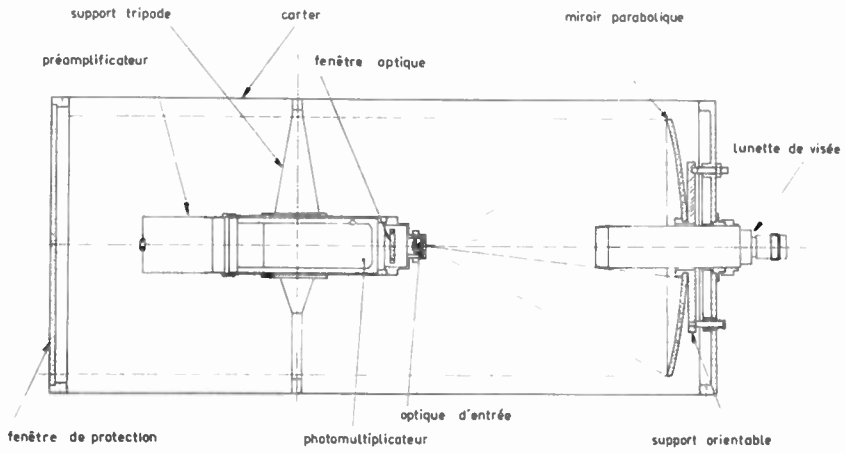


FIG. 16.

FIG. 17.



foyer du miroir, un dispositif optique redonne un faisceau parallèle qui traverse un filtre interférentiel avant d'atteindre la cathode d'un photomultiplicateur 56 CVP. Celui-ci, chargé par 560 Ω, est suivi d'un préamplificateur à charge cathodique dont la sortie à basse impédance est dirigée sur l'amplificateur proprement dit. Le préamplificateur est incorporé dans le support du PM.

L'ensemble de la chaîne a une bande passante de 12 MHz environ. Emetteur et récepteur sont supportés par une embase permettant des réglages de ± 5° en orientation verticale et horizontale.

L'expérience de transmission de télévision a été faite pour la plus grande part à Noiseau (S.-et-O.) à partir d'une villa.

Tout d'abord, nous avions envisagé pour plus de commodité, de placer émetteur et récepteur côte à côte et de réaliser un aller et retour du faisceau grâce à un miroir plan. Malheureusement, sur une grande distance, les miroirs en notre possession se sont révélés de qualité insuffisante. Nous sommes donc revenus à une transmission directe entre l'émetteur placé sur la terrasse de la villa et le récepteur embarqué dans un camion-laboratoire. Nous donnons ci-dessous les résultats des mesures concernant les différents courants mis en jeu dans l'expérience ; les photographies des images correspondantes sont numérotées.

La médiocrité des résultats obtenus pour la distance de 635 m ($S/B \sim 0{,}5$) peut être attribuée aux causes suivantes :

1) La qualité des miroirs paraboliques n'est pas très grande. La tache d'aberration mesurée est de 0,4 mm dans sa plus grande dimension et sa forme est très allongée. Par conséquent, pour recueillir toute la lumière, nous avons été amenés à prendre un diaphragme circulaire d'ouverture assez grande (0,4 mm) ce qui entraîne une augmentation du bruit de fond dû à la lumière ambiante.

L'idéal aurait été d'avoir un diaphragme de surface rigoureusement égale à celle de la tache d'aberration, mais les difficultés pour le réaliser sont importantes.

2) Les mesures à 90 et 270 m ont été faites par temps couvert et relativement sombre. Au contraire, celles à 635 m ont « bénéficié » d'une journée particulièrement ensoleillée, d'où une augmentation considérable de la lumière ambiante. De plus, le filtre interférentiel dont la longueur d'onde était inadéquate avait été remplacé par un filtre Kodak Wratten 87.

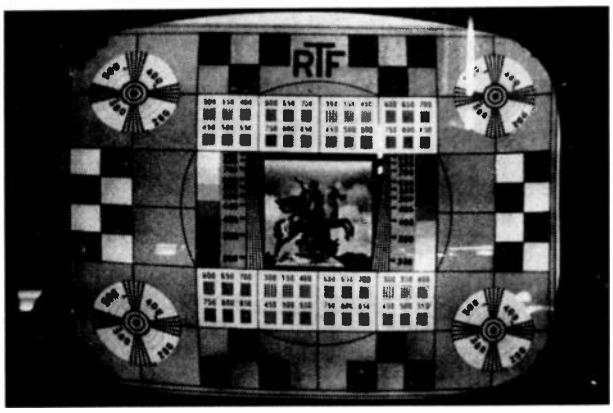


Photo n° 1

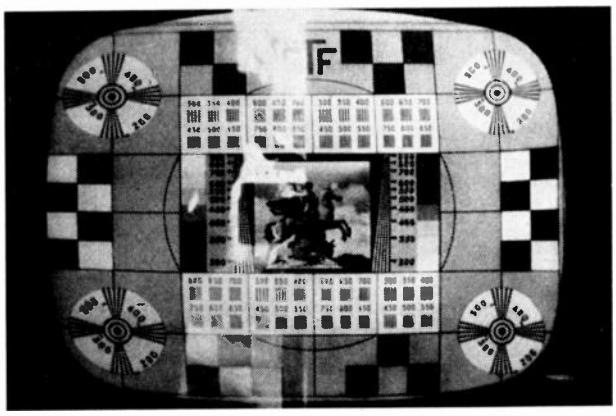


Photo n° 2

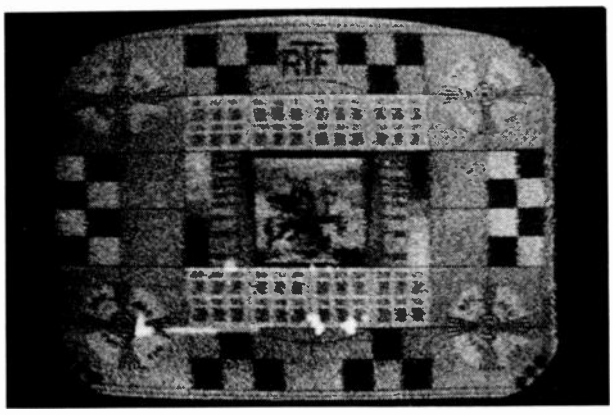


Photo n° 3

Distance (m)	V_F (kV)	$I_{F\ moy}$ (μA)	V_{PM} (kV)	$I_{tot.}$ (μA)	I_{fond} (μA)	$I_{obsc.}$ (μA)	I_{reel} (μA)	Photo
90 (2×45 avec miroir)	20	100	1,2	340	1,5	0	338,5	1
270	20	100	1,2	80	3	0	77	2
635	20	150	1,4	32	22	0	10	3

En utilisant des miroirs de bonne qualité, on pourrait améliorer le rapport signal/bruit et, de ce fait, le système pourrait probablement être utilisé jusqu'à 2 000 m.

***

L'auteur tient à remercier la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée qui a autorisé la publication de cet article, ainsi que MM. DESVIGNES, ANDRIEUX, DESSERT et MICHEL qui ont contribué à l'aboutissement de cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] REDFIELD David. — Model for junction luminescence. *Solid State Communications* 6, 1, 1963, pp. 151-153.

[2] Recombination Radiation in GaAs. *Soviet Physics Solid State*. Octobre 1962.

[3] Recombination Radiation in GaAs by optical and electrical injection *Applied Physics Letters*. 1, December 1962, pp. 89-90.

[4] GARLICK G.F.J. — The Kinetics and efficiency of cathodoluminescence. *British Journal of Applied Physics*, 13, 1962, pp. 541-547.

[5] BOL'SHOV V.G. — Secondary electron emission in GaAs, InSb, $AuCu_3$. *Soviet Physics Solid State* 4, 1962, pp. 650-653.

[6] MINDEN H.T. — Gallium Arsenide Electroluminescent and Laser Diodes Semiconductor Products. August 1963, pp. 34-48.

LES SOLUTIONS FORCÉES DE L'ÉQUATION DE VAN DER POL

PAR

L. SIDERIADES

Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille

Étant donné un système de Van der Pol, on se propose de montrer, uniquement lorsque la fréquence ω du générateur sinusoïdal est voisine de la fréquence fondamentale ω_0 du système en régime libre, la possibilité de combinaison des oscillations libres et des oscillations forcées sous la forme d'une superposition linéaire. Les oscillations libres perturbent toujours le régime transitoire des oscillations forcées, et peuvent même, dans certains cas et suivant certaines conditions initiales, donner naissance à des oscillations combinées stables en amplitude. Ce dernier phénomène correspond à un battement linéaire, alors que le battement des oscillations forcées seules, lorsqu'il existe un cycle limite, correspond à un phénomène non linéaire. On donnera une interprétation plane, puis spatiale de ces résultats.

1. Rappel et analyse des oscillations forcées seules

On suppose un système de Van der Pol en régime forcé obéissant à l'équation :

$$\ddot{u}+2\beta(1-\lambda u^2)\dot{u}+\omega_0^2 u = \omega_0^2 X_0 \cos \omega t$$

où 2β est un coefficient d'amortissement négatif, ω_0 la fréquence fondamentale libre du système et X_0 l'amplitude du générateur d'énergie homogène à u.

Dans l'hypothèse des solutions forcées seules, la solution est de la forme :

$$u = x(t) \cos \omega t + y(t) \sin \omega t$$

De plus, le coefficient de qualité du système :

$$Q_0 = \omega_0/2\beta$$

est supposé grand (le système est faiblement amorti). Il en résulte qu'en première approximation, on peut supposer négligeables les variations des quantités suivantes :

$$\beta\dot{x},\ \beta\dot{y},\ \ddot{x},\ \ddot{y}.$$

La méthode du premier harmonique permet de reconstituer l'équation différentielle de départ avec les approximations suivantes :

$$\dot{u} = -\omega x \sin \omega t + \omega y \cos \omega t$$

$$\ddot{u} = (2\,\dot{y}\omega - x\omega^2) \cos \omega t - (2\,\dot{x}\omega + y\omega^2) \sin \omega t$$

$$4u^2\dot{u} = \omega(x^2+y^2)\,(y \cos \omega t - x \sin \omega t)$$

D'où, en utilisant des paramètres classiques dans l'étude des circuits électriques, soit :

Δ, dissonance,
I_0, valeur maximale du courant en résonance linéaire $= E/R$, si E est la force électromotrice et R la résistance,

$$\begin{cases} \dfrac{\omega^2-\omega_0^2}{2\beta\omega} = 2Q_0\Delta \\ \dfrac{\omega_0^2 X_0}{2\beta\omega} = I_0 \end{cases}$$

l'obtention du système dynamique suivant :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = dt' \qquad \text{avec } t' = \beta t$$

$$X = -(x+2Q_0\Delta y) + \frac{\lambda}{4}x(x^2+y^2)$$

$$Y = 2Q_0\Delta x - y + \frac{\lambda}{4}y(x^2+y^2) + I_0.$$

Le régime permanent correspond à $X = Y = 0$. Et les courbes de résonance, dans le plan d'ANDRONOV [1], en posant :

$$x' = 2Q_0\Delta \qquad y' = \frac{\lambda}{4}(x^2+y^2)$$

forment un faisceau de cubiques répondant à l'équation :

$$[x'^2+(1-y')^2]y' = K^2$$

avec $$K^2 = \frac{\lambda}{4} I_0^2.$$

Ce faisceau est représenté sur la figure 1 avec K^2 comme paramètre. Suivant que K^2 est supérieur ou inférieur à 4/27, les cubiques correspondent à des courbes de résonance ordinaires pouvant présenter des sauts ou se scindent en deux courbes distinctes. Elles sont toutes asymptotes à l'axe des x'.

A chaque fréquence du générateur (ou à chaque valeur de x'), il correspond, pour une courbe de résonance donnée, un ou trois points d'intersection dont on peut déterminer la nature topologique en étudiant le régime transitoire défini par le système dynamique précédent. Si x'_0 et y'_0 sont les coordonnées

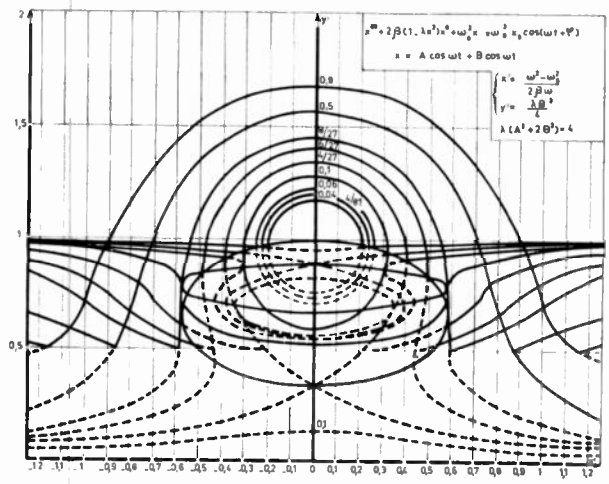


FIG. 1. — Equation de Van Der Pol, en régime entretenu : courbes de résonance.

d'un tel point dans le plan d'ANDRONOV, toute perturbation

$$x' = x'_0+\xi \qquad y' = y'_0+\eta$$

définit, au voisinage de ce point singulier, un nouveau système dynamique :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \left[-1+\frac{\lambda}{4}(3x'^2_0+y'^2_0)\right]\xi + \left(-2Q_0\Delta+\frac{\lambda}{2}x'_0y'_0\right)\eta \\ \dot{\eta} = \left(2Q_0\Delta+\frac{\lambda}{2}x'_0y'_0\right)\xi + \left[-1+\frac{\lambda}{4}(x'^2_0+3y'^2_0)\right]\eta \end{cases}$$

d'où il est aisé de déduire la répartition des points singuliers sous la forme d'un régionnement dans ce plan. On trouve les courbes séparatrices suivantes, représentées sur la figure 2 :

— pour les centres : la droite $y' = 0{,}5$

— pour les cols : l'ellipse $x'^2+3\,y'^2-4\,y'+1 = 0$.

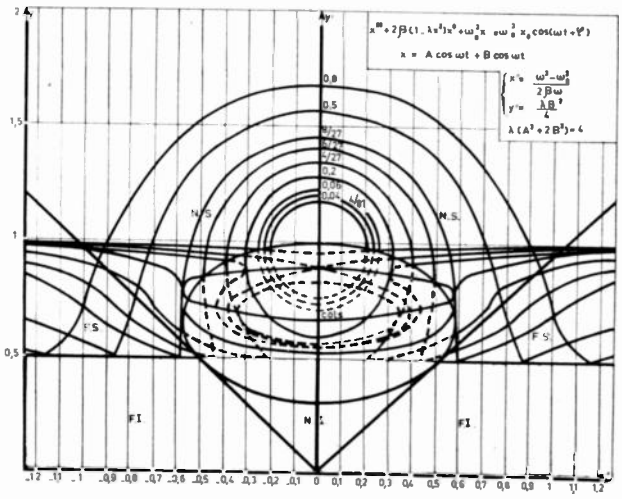


FIG. 2. — Equation de Van Der Pol, en régime entretenu : classification des points singuliers.

— pour les nœuds et les foyers : les bissectrices : $y'^2-x'^2 = 0$.

Si on conserve le plan xy, ces mêmes séparatrices sont représentées par des cercles concentriques. On peut voir cette répartition sur la figure 3, pour un exemple numérique correspondant à :

$$2\,Q_0\Delta = 0{,}3 \qquad \lambda = 1 \qquad K^2 = 4/27$$

On remarque, et cela est général, que les points singuliers sont toujours situés sur le cercle :

$$x^2+y^2+\frac{I_0}{2Q_0\Delta}x = 0.$$

On peut se faire une idée de ce régime transitoire en traçant un certain nombre de courbes intégrales dans xy pour diverses valeurs de Δ et de K^2.

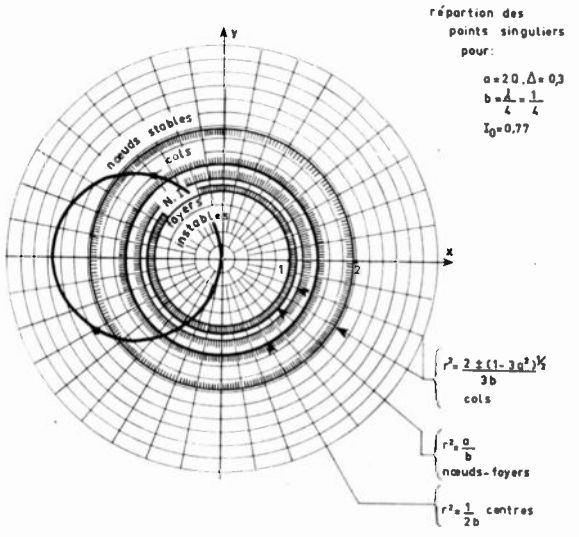


FIG. 3.

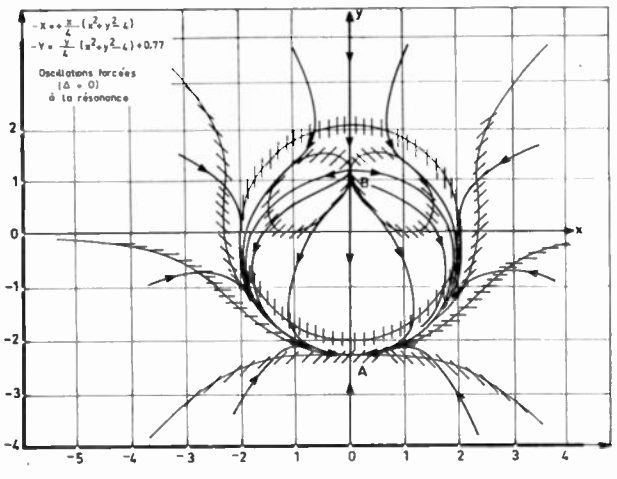


FIG. 4.

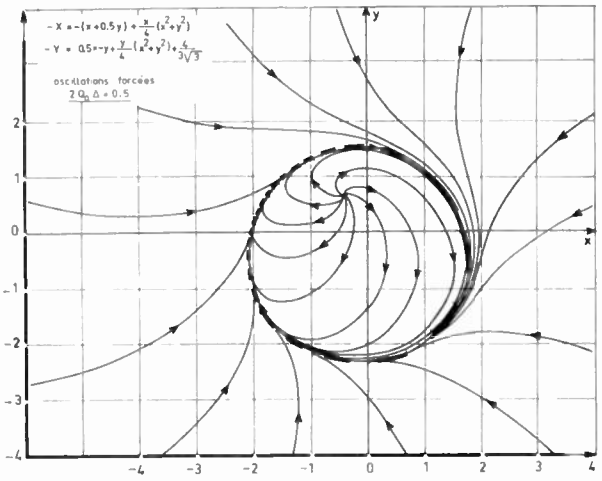


FIG. 6.

On a choisi pour valeur de K^2, celle de la courbe de résonance à point double soit 4/27. On a obtenu les courbes suivantes lorsqu'on s'écarte de la fréquence de résonance :

— Pour $\Delta = 0$, la solution fait apparaître un seul point stable qui est le nœud *A* sur la figure 4, l'autre point étant un nœud-col *B*. Elle est en quadrature avec le générateur. On remarquera la symétrie (évidente) de la solution ainsi que l'existence d'une courbe fermée, d'allure circulaire, renfermant les points singuliers.

— Pour $2\,Q_0\Delta = 0{,}3$, la courbe fermée précédente se déforme légèrement ; le nœud stable subsiste, le nœud-col est devenu un col, tandis qu'apparaît à l'intérieur de la courbe cyclique un foyer instable. Il est facile de suivre sur la figure 5 l'évolution d'un point correspondant à toute condition initiale : le système se bloque toujours sur le nœud stable. De sorte que les oscillations forcées sont sinusoïdales, en première approximation du moins.

— Pour $2\,Q_0\Delta = 0{,}5$, seul subsiste le foyer instable. Le nœud et le col ont disparu faisant apparaître un véritable cycle limite, d'allure toujours circulaire. Les oscillations forcées font intervenir ici un phénomène de battement. Mais comme on peut le voir sur la figure 6 où on a effectué une stroboscopie sur le cycle, ce dernier est loin d'être décrit à vitesse constante, puisque la stroboscopie montre un écart dans le rapport de 1 à 8. Le battement est donc non linéaire.

— Pour $2\,Q_0\Delta = 0{,}7$, la figure 7 montre que l'allure générale du régime transitoire est peu modifiée : le foyer présente un décrément plus faible que pour le cas précédent. La variation de vitesse sur le cycle est ici dans le rapport de 1 à 6.

Et si on continue à faire croître progressivement $2\,Q_0\Delta$, on constate que le résultat qualitatif de la figure précédente est conservé, avec un cycle limite dont la situation reste pratiquement inchangée ; seule la vitesse de description tend à devenir linéaire. Le battement tend donc ainsi à devenir d'autant plus linéaire qu'on sécarte de la fréquence de résonance. Mais alors l'hypothèse d'une dissonance faible perd peu à peu sa validité.

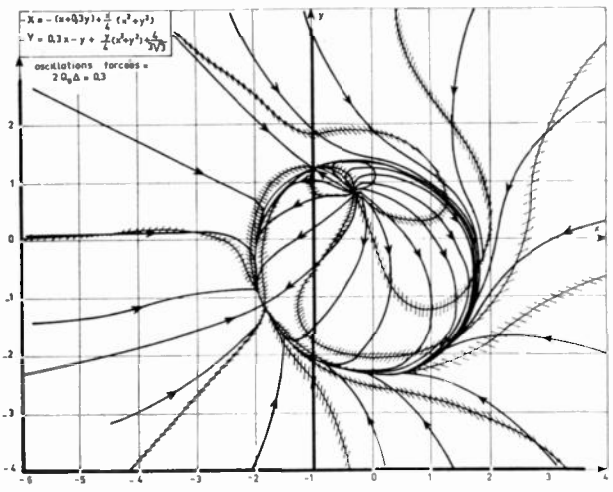


FIG. 5.

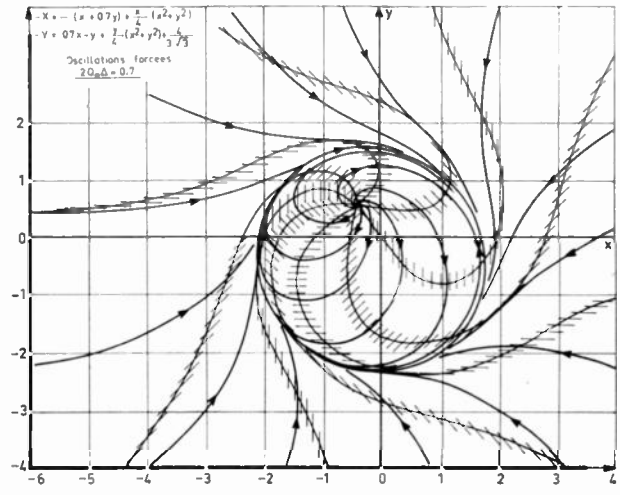


FIG. 7.

Si on prend d'autres valeurs de K^2 extérieures à l'intervalle (1/4, 8/27), les divers régimes transitoires sont décrits par des courbes intégrales qui ont même allure que celles des figures précédentes avec existence de courbes cycliques renfermant les points singuliers ou constituant des cycles limites que nous désignerons par cycles de *première espèce*.

Si on choisit une valeur de K^2 comprise dans l'intervalle précédent, on trouve alors des aspects nouveaux dans le régime transitoire. Pour $2\ Q_0\Delta = 0{,}542$ et $K^2 = 0{,}270$, on a représenté sur la figure 8 l'allure des courbes intégrales. Il existe trois points singuliers qui sont un nœud stable, un col et un foyer instable, comme pour la figure 5. Mais, la particularité de ce

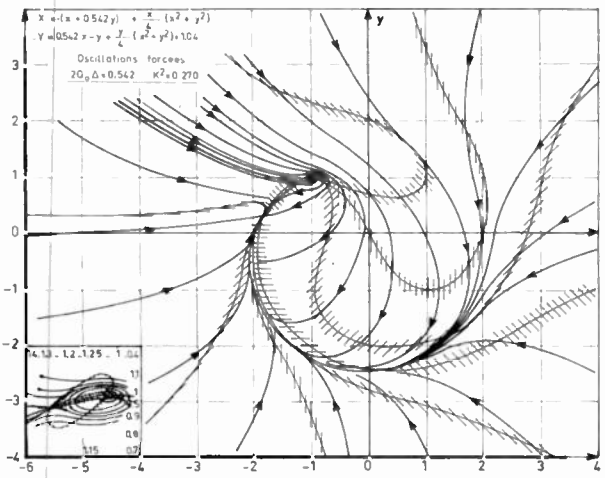


FIG. 8.

graphique est l'existence d'un cycle limite de faible amplitude entourant le foyer. Ce cycle est stable, et si on donne une condition initiale à l'intérieur d'une mince bande de plan (en trait gras sur la figure), on obtient un battement pratiquement linéaire à cause de la faible amplitude du cycle ; un tel cycle sera désigné de *deuxième espèce* par opposition aux premiers. Toute autre condition initiale conduit évidemment au nœud stable.

Si on prend d'autres valeurs de K^2 dans cet intervalle, on peut voir la naissance des cycles de deuxième espèce par la juxtaposition des points singuliers comme il est indiqué sur la figure 9 que nous avons empruntée à un travail de GILLIES [3] sur cette question :

— Dans le cas 1, le cycle limite est réduit à un point S (centre). Dans le cas 2, on retrouve la discussion de la figure 8. Dans le cas 3, le cycle limite dont l'amplitude croît avec l'écart de fréquence, passe par le col. Dans le cas 4, le col et le nœud ont fusionné pour donner un nœud-col, toujours situé sur le cycle. Dans le cas 5, le nœud-col a disparu : seul subsiste le cycle limite stable. Les cas 6 et 7 correspondent aux cas 3 et 2 avec un nœud-col. Tandis que le cas 8 est analogue au cas 5.

Sur la figure 10, également due à GILLIES [3], on peut expliquer les phénomènes de saut dans cette

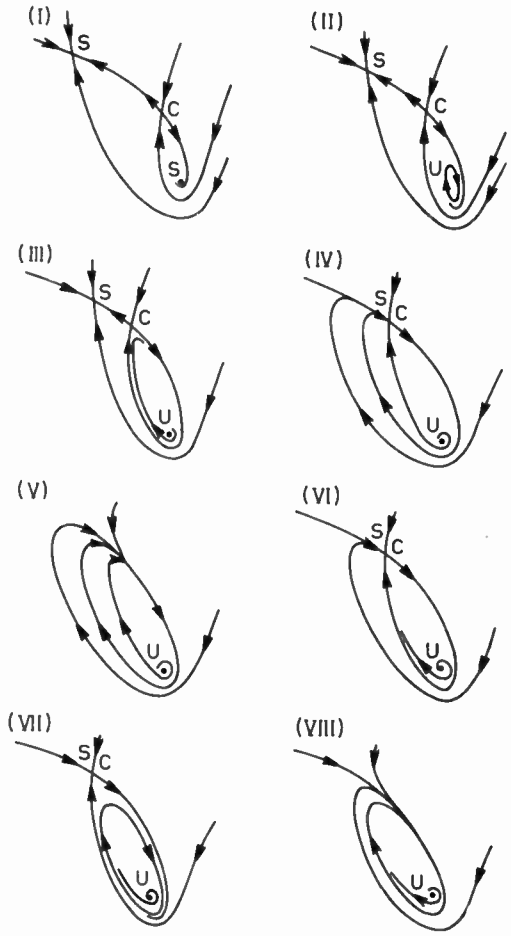


FIG. 9.

zone de variation de K^2 (dans le sens croissant de K) :

— Les cycles de deuxième espèce naissent à partir de $K^2 = 1/4$. La courbe TL représente la croissance de leur amplitude lorsque x' croît à partir de 0,5, *dans l'hypothèse où ils passent par le col voisin.* Et chaque courbe pointillée attachée à chaque courbe de résonance à partir de $y' = 0{,}5$ représente la croissance de l'amplitude du cycle jusqu'à ce qu'il rencontre le col sur *cette même courbe* de résonance ;

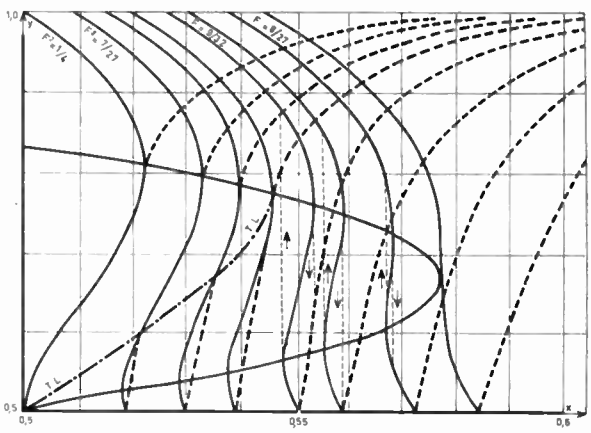


FIG. 10.

son amplitude suit alors celle de la courbe de résonance jusqu'à l'ellipse séparatrice des cols. En dehors de cette ellipse, apparaissent les cycles de première espèce (courbes pointillées supérieures). Dans la région située à droite du point limite de la courbe *TL* (*TL* = transition locus) dont l'abscisse ne peut être définie analytiquement, les courbes pointillées exprimant la variation de l'amplitude des cycles ne peuvent plus rencontrer la courbe de résonance correspondante. C'est donc exclusivement dans cette zone que se manifestent les phénomènes de saut dans les deux sens aller et retour. Ils sont définis sur chaque courbe de résonance par les deux fréquences déterminant des nœuds-cols.

Cette hypothèse de GILLIES en ce qui concerne les sauts, bien qu'elle ne soit pas démontrée analytiquement, nous paraît plus vraisemblable que celle de M. CARTWRIGHT [2] où ce phénomène se passerait pour K^2 inférieur à 1/4. On peut également voir cette étude des oscillations forcées à l'aide de la phase de la solution dans les travaux de M. CARTWRIGHT [2] et de R. CHALEAT [4].

2. Hypothèse plane des oscillations combinées

Tous les résultats de la première partie supposaient l'existence exclusive de solutions forcées synchronisées sur la fréquence du générateur. Or, le système de Van der Pol donnant naissance à un cycle limite en régime autonome, on peut valablement se demander si les oscillations libres correspondantes ne viennent pas perturber les oscillations forcées et dans quelles conditions.

A partir du même système de Van der Pol où seule l'action du générateur présente un déphasage :

$$\omega_0^2 X_0 \cos \omega t \to \omega_0^2 X_0 \cos (\omega t + \varphi),$$

on suppose une solution de la forme :

$$u = x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \cos \omega t.$$

Avec les mêmes hypothèses concernant la qualité du système, soit :

$$\beta \dot{x},\ \beta \dot{y},\ \ddot{x},\ \ddot{y} \sim 0,$$

la méthode du premier harmonique permet de reconstituer l'équation différentielle de départ avec les approximations suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{u} &= -\omega_0 x \sin \omega_0 t - \omega y \sin \omega t \\ \ddot{u} &= -2\,\dot{x}\omega_0 \sin \omega_0 t - 2\,\dot{y}\omega \sin \omega t - x\omega^2 \cos \omega_0 t \\ &\quad - y\omega^2 \cos \omega t \\ -4u^2\dot{u} &= \omega_0^2 x\,(x^2 + 2\,y^2) \sin \omega_0 t + \omega y\,(2\,x^2 + y^2) \sin \omega t \end{aligned}$$

L'identification des termes trigonométriques permet d'obtenir les quatre équations suivantes :

$$\cos \omega_0 t \to (\omega_0^2 - \omega_0^2) x = 0\ ,$$

$$\sin \omega_0 t \to \beta x \frac{\omega_0}{2} [\lambda(x^2 + 2y^2) - 4] = 2\dot{x}\omega_0\ ,$$

$$\cos \omega t \to (\omega_0^2 - \omega^2) y = \omega_0^2 X_0 \cos \varphi\ ,$$

$$\sin \omega t \to \beta y \frac{\omega}{2} [\lambda(2x^2 + y^2) - 4] - 2\dot{y}\omega = -\omega_0^2 X_0 \sin \varphi.$$

Il est important de vérifier que seule la superposition linéaire de la fréquence du générateur avec la fréquence propre du système est valable ; toute combinaison linéaire avec un harmonique ou un sous-harmonique de ω_0 est impossible.

Avec la même définition des paramètres que précédemment, on trouve le système dynamique :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = dt' \qquad \text{avec } t' = \beta t\ ,$$

$$X = \frac{\lambda}{4} x(x^2 + 2y^2) - x\ ,$$

$$Y = \frac{\lambda}{4} y(2x^2 + y^2) - y + [I_0^2 - 4Q_0^2\Delta^2 y^2]^{1/2}\ .$$

Dans le plan d'ANDRONOV, le faisceau des courbes de résonance cubiques répond à l'équation :

$$[x'^2 + (1 - 3y')^2] y' = K^2 \qquad \text{avec } y' = \frac{\lambda}{4} y^2\ .$$

On remarque que ce faisceau résulte de celui des oscillations forcées où il suffit de changer y' en 3 y' et K^2 en $K^2/3$. Pour obtenir les courbes de résonance des oscillations combinées (car le faisceau précédent est celui des oscillations forcées seules, en présence des oscillations libres), nous poserons :

$$\bar{y} = 1 - y'$$

$\bar{y}$, amplitude des oscillations combinées.

On peut voir sur la figure 1 ces nouvelles courbes de résonance inversées qui sont asymptotes à la droite $y' = 1$.

Dans les mêmes conditions que pour la première partie, on peut déterminer la nature de chaque point $(x'_0,\ y'_0)$ de ces courbes de résonance, considéré comme point singulier pour le régime transitoire. On obtient pour le système dynamique :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \left[\dfrac{\lambda}{4}(3x_0'^2 + 2y_0'^2) - 1\right]\xi + \lambda x'_0 y'_0 \eta\ , \\ \dot{\eta} = \lambda x'_0 y'_0 \xi + \left[\dfrac{\lambda}{4}(2x_0'^2 + 3y_0'^2 - 1 - A)\right]\eta \end{cases}$$

avec $A = 4Q_0^2\Delta^2 y_0'^2 [1 - 4Q_0^2\Delta^2 y_0'^2]^{-1/2}$:

On retrouve également un plan universel pour la répartition des points singuliers en modifiant l'échelle sur les axes du plan d'ANDRONOV de la manière suivante :

$$x' \to \bar{x} = \left(\frac{4}{\lambda}\right)^{1/4} x' \qquad \text{et} \qquad y' \to \bar{y} = 1 - y'\ .$$

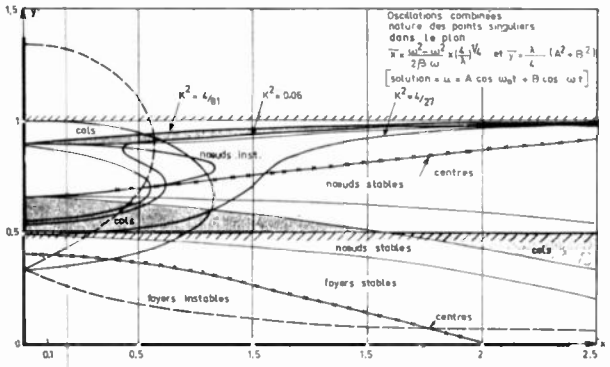


FIG. 11.

Et on obtient les séparatrices des centres, cols, nœuds et foyers indiquées sur la figure 11 :

— centres : $(5\bar{y}-2)^2(3\bar{y}-2)^2 = \bar{x}^4(1-\bar{y})$

— cols : $(2\bar{y}-1)[(9\bar{y}-8)^2(3\bar{y}-2)^2-\bar{x}^4(1-\bar{y})] = 0$

— nœuds et foyers : $\bar{x}^4(1-\bar{y})$
$+(3\bar{y}-2)\ [-119\bar{y}^2+180\bar{y}-60+2\bar{x}^2(1-\bar{y})^{1/2}] = 0$

Il est très important de remarquer ici que cette combinaison n'est valable que si y' est inférieur à 0,5 ; car, dans cette zone, les courbes de résonance des oscillations forcées seules ne sont pas valables. C'est la raison pour laquelle on a tracé sur chaque figure (de la fig. 5 à la fig. 8) illustrant les régimes transitoires, un cercle centré à l'origine et de rayon 2, à l'intérieur duquel existent par conséquent des oscillations combinées. Alors que tout point singulier attractif à l'extérieur de ce cercle correspond à un régime permanent stable harmonique, synchronisé sur la fréquence du générateur, et pour lequel les oscillations libres ont disparu : c'est le phénomène bien connu de l'extinction asynchrone.

Mais si les oscillations combinées font apparaître un point singulier *stable* dans la zone où elles sont valables, alors on peut affirmer l'existence d'un phénomène de *battement linéaire* entre les oscillations

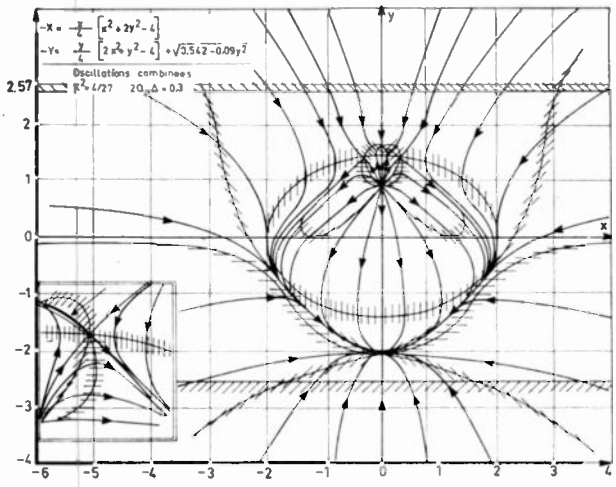


FIG. 12.

libres et les oscillations forcées dont les amplitudes sont les coordonnées de ce point singulier. On a traité, à titre d'exemples, les cas des valeurs numériques correspondant aux figures 5 et 7, de manière à mettre en évidence les modifications apportées par la présence de ces oscillations libres.

Sur la figure 12, qui est la correspondante de la figure 5, on note :

— la conservation du nombre de points singuliers qui ont toutefois changé de nature, en ce qui concerne le col devenu un nœud stable et le foyer devenu un nœud étoilé. Le cycle limite a disparu, et pour cause, puisqu'il se trouve dans un plan perpendiculaire à celui de la figure dont la trace est l'axe des y ;

— l'apparition d'un nouveau point singulier, un col (avec son symétrique par rapport à Oy puisque cet axe est axe de symétrie pour tous les systèmes). Il n'y a donc pas de grande modification par rapport aux oscillations forcées : les oscillations combinées n'apparaissent ici qu'en régime transitoire.

Sur la figure 13, par contre, qui est la correspondante de la figure 7, on note, indépendamment du nœud

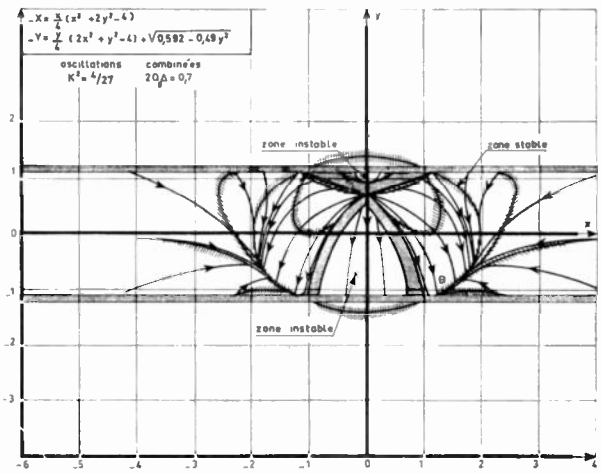


FIG. 13.

instable sur Oy (issu du foyer des oscillations forcées), la présence d'un *nœud attractif*, donc stable. Les oscillations combinées sont donc ici stables et donnent naissance à un battement linéaire. Mais pour les observer, il faut choisir les conditions initiales dans une certaine zone stable. Le seul ennui est l'interdiction pour l'affixe de parcourir la totalité du plan xy, car, au départ, on a fait l'hypothèse restrictive de deux oscillations en phase. Il est facile de s'affranchir de cette restriction en interprétant le système de VAN DER POL dans l'espace.

3. Hypothèse spatiale des oscillations combinées

Cette interprétation des oscillations combinées dans l'espace constitue, en fait, la véritable extension des résultats classiques des oscillations forcées. A partir

du système initial de VAN DER POL où la phase du générateur est nulle, on suppose une solution de la forme :

$$\mu = x(t) \cos \omega t + y(t) \sin \omega t + z(t) \cos \omega_0 t.$$

On fait les mêmes hypothèses simplificatrices en ce qui concerne :

$$\beta\dot{x},\ \beta\dot{y},\ \beta\dot{z},\ \ddot{x},\ \ddot{y},\ \ddot{z} \sim 0.$$

Les approximations, à l'aide de la méthode du premier harmonique, permettant de reconstituer l'équation différentielle sont les suivantes :

$$\dot{u} = -\omega x \sin \omega t + \omega y \cos \omega t - \omega_0 z \sin \omega_0 t ,$$

$$\ddot{u} = -(2\dot{x} + \omega y)\omega \sin \omega t + (2\dot{y} - \omega x)\omega \cos \omega t - 2\omega_0 \dot{z} \sin \omega_0 t - \omega_0^2 z \cos \omega t ,$$

$$4u^2\dot{u} = \omega(x^2 + y^2 + 2z^2)(y \cos \omega t - x \sin \omega t) - \omega_0 z[2(x^2 + y^2) + z^2] \sin \omega_0 t .$$

Si on conserve la même définition en ce qui concerne les paramètres, on aboutit au système dynamique suivant :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = \frac{dz}{Z} = \beta\, dt ,$$

$$\begin{cases} X = -(x + 2Q_0\Delta y) + \dfrac{\lambda}{4} x(x^2 + y^2 + 2z^2) , \\ Y = 2Q_0\Delta x - y + \dfrac{\lambda}{4} y(x^2 + y^2 + 2z^2) + I_0 , \\ Z = z\left[\dfrac{\lambda}{4}(2x^2 + 2y^2 + z^2) - 1\right] . \end{cases}$$

On peut vérifier que les courbes de résonance sont les mêmes que celles qu'on a trouvé dans les deux premières parties. En effet, si on fait :

— $z = 0$: on obtient les courbes de résonance des oscillations forcées ;

— $Z/z = 0$: on obtient les courbes de résonance des oscillations combinées.

Les courbes intégrales planes des oscillations forcées seules semblent donc rester valables, puisque les points singuliers de ce système se scindent visiblement en deux catégories :

— ceux qui sont situés dans le plan xy, et dont on a fait la répartition suivant leur nature à l'aide du plan d'ANDRONOV ;

— ceux qui sont situés sur l'ellipsoïde :

$$2x^2 + 2y^2 + z^2 = \frac{4}{\lambda}(E) .$$

La discussion de la disposition et de la nature de ces points singuliers peut également se faire dans le cas spatial en se reportant au plan d'ANDRONOV, auquel on superpose un axe des z' tel que $z' = \lambda z^2/4$.

On montre ainsi que tous les points singuliers sont répartis sur le plan $z' = 0$ pour les oscillations forcées, et sur le plan $2y' + z' = 1$ pour les oscillations combinées.

La nature spatiale des points singuliers peut être effectuée en utilisant une classification que nous avons définie dans un précédent travail [5]. Elle consiste à partir de l'équation caractéristique du type :

$$S^3 + \xi S^2 + \eta S + \zeta = 0$$

issue du système dynamique spatial, à définir la nature correspondante par le signe des trois quantités :

ζ, produit des valeurs propres S (fig. 14),

$\Sigma = \xi\eta - \zeta$, condition de stabilité si Σ est positif,

$\phi = 27\zeta^2 - 2\xi(9\eta - 2\xi^2)\zeta + n^2(4\eta - \xi^2)$, condition de réalité, si ϕ est positif.

Nous ne reproduirons pas ici les calculs donnant lieu à cette nouvelle répartition à cause de leur longueur. Mais nous pouvons indiquer que dans le plan d'ANDRONOV, par exemple :

— les nœuds-plans engendrent des nœuds spatiaux avec conservation de la stabilité,

— les foyers engendrent des nœuds-foyers,

— mais les cols ne donnent pas nécessairement naissance à des cols ; ils peuvent engendrer des nœuds.

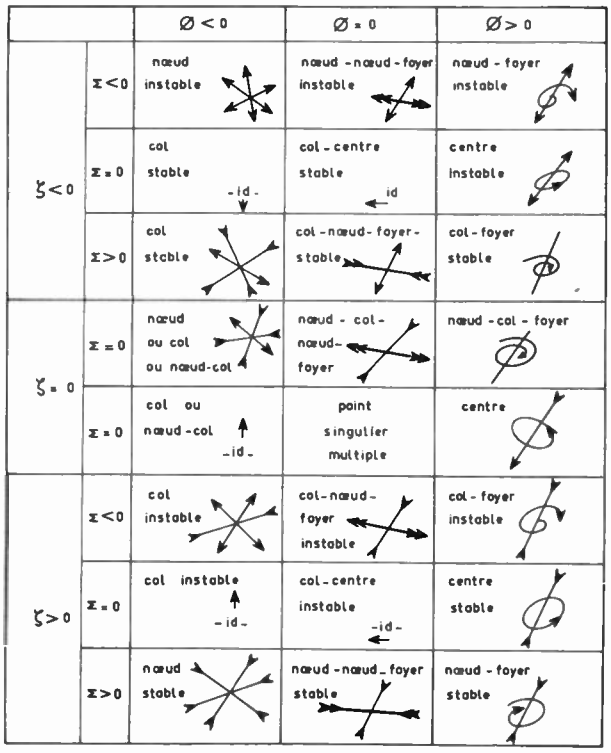


FIG. 14. — Classification des points singuliers dans l'espace à trois dimensions.

Le résultat intéressant est l'existence de points singuliers stables en ce qui concerne les oscillations combinées. Nous pouvons, à ce sujet, donner les résultats d'une analyse complète du cas numérique qui a été précédemment utilisé pour $x' = 0{,}7$ et $K^2 = 4/27$.

Pour cet exemple, on a deux points singuliers :

A de coordonnées : $-0{,}44,\ +0{,}56,\ 0$;

B de coordonnées : $-1{,}08,\ -0{,}139,\ +1{,}26$.

L'équation caractéristique pour le point A est :

$$S^3 - 2{,}241\ S^2 + 2{,}149\ S - 0{,}772 = 0.$$

De sorte que les paramètres définissant sa nature ont pour valeur :

$$\zeta = -0{,}772 \qquad \Sigma = -4{,}04 \qquad \phi = +0{,}40.$$

Le point singulier est un *nœud-foyer instable*. La nappe focale est — cela est évident par symétrie — le plan des xy et la direction propre réelle est verticale.

Dans les mêmes conditions, l'équation caractéristique pour le point B est :

$$S^3 + 1{,}566\ S^2 + 0{,}226\ S + 0{,}349 = 0.$$

Les paramètres définissant sa nature ont pour valeur :

$$\zeta = 0{,}349 \qquad \Sigma = +0{,}050 \qquad \phi = +5{,}241.$$

Le point singulier est un *nœud-foyer stable* ; mais dans la proximité immédiate d'une zone d'instabilité car la valeur de Σ est très faible. L'étude analytique des directions propres en B montre l'existence d'une nappe focale dont la normale en B a pour composantes :

$$(3{,}14,\ -1{,}03,\ -2{,}63.)$$

tandis que la direction propre réelle a pour composantes :

$$(1,\ 0{,}642,\ -1{,}905).$$

La figure 15 montre, en perspective dans l'espace, la position des points A et B qui se trouvent *à l'intersection de l'ellipsoïde* (E) *avec le cylindre* d'équation :

$$x^2 + y^2 + 1{,}1\ x = 0.$$

Le tracé des courbes intégrales, sous forme d'une épure — qu'on peut voir sur la figure 16 avec numérotation de chaque courbe — met en évidence l'existence d'un *tube de stabilité*. Toutes les courbes intégrales à l'intérieur du tube tendent vers le foyer attractif B asymptotiquement à la nappe focale. On remarque d'ailleurs la présence d'un cycle limite *instable*, résultant de la section du tube avec la nappe focale, pratiquement réduite à son plan tangent pour cet exemple numérique. Tandis que les courbes intégrales extérieures au tube tendent asymptotiquement vers le cycle limite des oscillations forcées du plan xy.

Le résultat analysé sur cet exemple est d'ailleurs général lorsqu'il existe des points singuliers stables

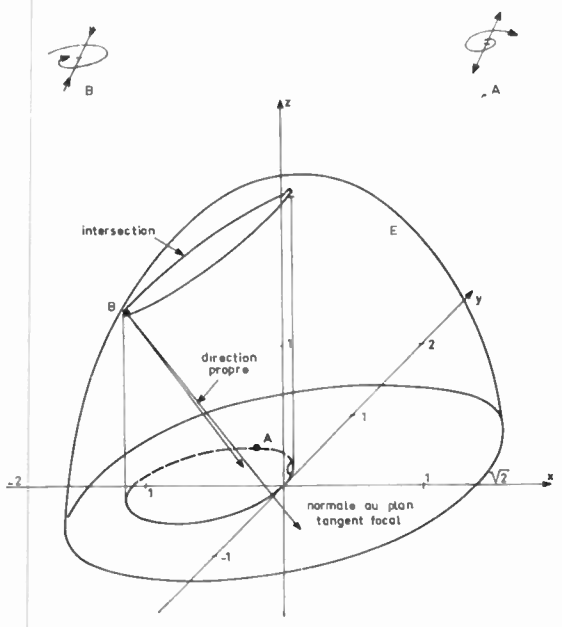


FIG. 15. — Répartition des points singuliers A, B = nœuds-foyers.

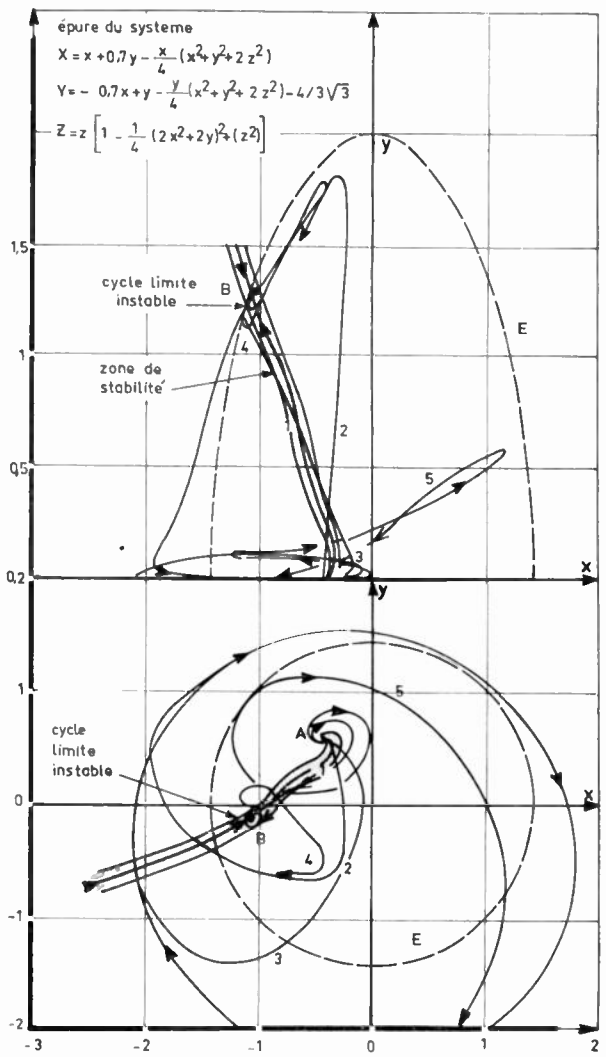


FIG. 16

pour les oscillations combinées. Les courbes intégrales planes des oscillations forcées seules restent valables dans la plupart des cas. Mais toute perturbation, si faible soit-elle, apportée à z pour un point situé à l'intérieur du cercle, trace de (E) avec le plan xy, tend à lui faire quitter le plan xy, car dz/dt est positif dans le domaine intérieur à (E) ; et par suite les oscillations libres tendent à se superposer aux oscillations forcées pour engendrer des oscillations combinées.

Suivant les conditions initiales (M_0), deux phénomènes peuvent se passer :

— ou bien M_0 est intérieur à un tube de stabilité, et alors il existe réellement un point singulier attractif sur (E) vers lequel tend asymptotiquement M à partir de M_0 : on conclut dans ce cas à la stabilité des oscillations combinées sous la forme d'un *battement linéaire* ;

— ou bien M_0 est extérieur à ce tube de stabilité, et après un régime transitoire, complètement différent de celui envisagé pour les oscillations forcées, M tend, en général, soit vers un cycle limite, auquel cas le *battement est ici non linéaire*, soit vers un autre point singulier attractif du plan xy, auquel cas on peut conclure à *l'existence exclusive des oscillations forcées* en régime permanent.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ANDRONOV A., WITT A. — *Archiv für Electrotechnik*, 1930, 24, p. 99.

[2] CARTWRIGHT M.L. — Forced oscillations in nearly sinusoidal systems. *J. Inst. Elect. Eng.*, 95, 1948, t. 3, p. 88.

[3] GILLIES A.W. — On the transformation of singularities and limit cycles of the variational equations of Van der Pol. *Quart. Journ. Mechan. and Applied Math.*, vol. 7, part 2, 1954.

[4] CHALEAT R. — Sur l'équation de Lord Rayleigh. Colloque Intern. Vibrat. non linéaires, Marseille, sept. 1964.

[5] SIDERIADES L. — Méthodes topologiques dans un espace à trois dimensions. *Revue Société Française des Mécaniciens*, n° 30, 1959, p. 29.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES *

(2e partie)

PAR

J.P. MAGNIN
Directeur des Etudes
Electromechanical Research, Sarasota (Floride)

et

G.C. CHAZOT
Chef de Département
Société d'Instrumentation Schlumberger
Division Electronique - Rueil-Malmaison (S.-et-O.)

C. LA SYNCHRONISATION DIGITALE

1. Généralités

La présence de différents niveaux de synchronisation est la conséquence directe de la souplesse d'utilisation des télémesures à multiplex de temps. La possibilité d'un compromis entre le nombre de paramètres échantillonnés et la fréquence de prélèvement de ces paramètres a conduit l'utilisateur à ajuster les rythmes de prélèvement aux caractéristiques des paramètres correspondants. Ce faisant, il a multiplié le nombre de rythmes présents dans le système (il n'y en a pas moins de 8 dans le format Gemini, voir figure 8) et pour les besoins de l'exploitation, multiplié, le nombre des niveaux de synchronisation.

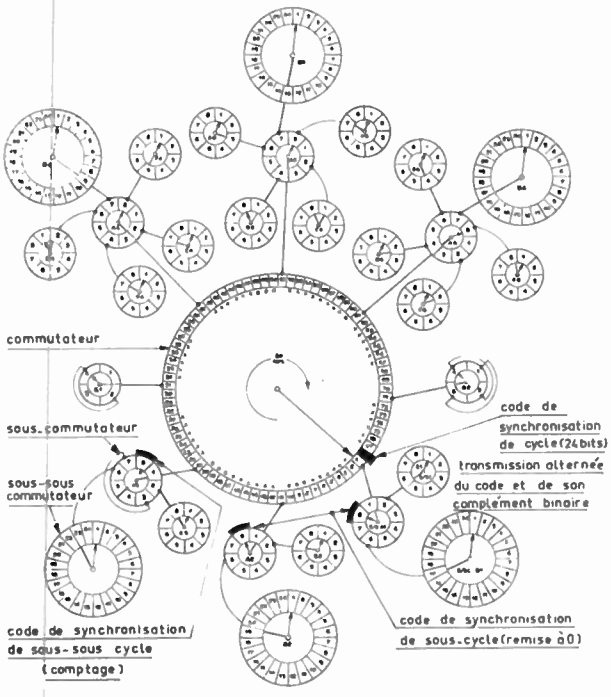


FIG. 8. — Format Gemini

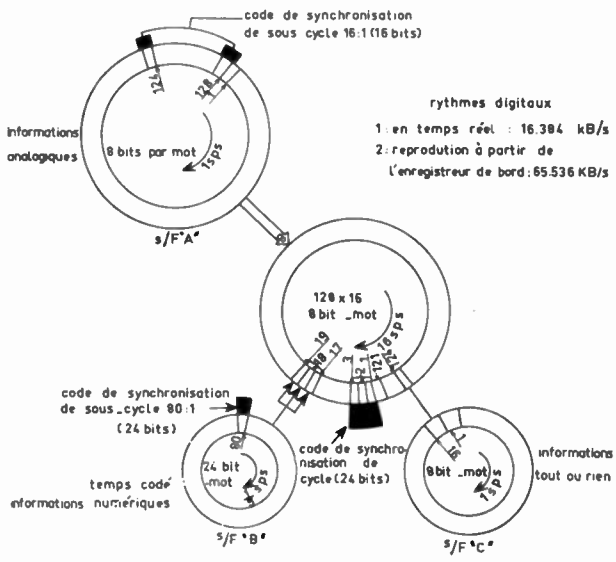


FIG. 9. — Format Agena

* Voir la première partie dans l'Onde Électrique de Septembre 1965, pp. 1117 à 1124.

Programme Spatial	Rythme Digital (KB/sec)	Bits/mot	Code de Synchronisation de cycle (bits)	Code de Synchronisation de sous-cycle	Mots Commutés	Mots sous-commutés	Mots sous-sous commutés	Nombre total de canaux : Commutés	Nombre total de canaux : Sous-commutés s/c	Nombre total de canaux : Sous-sous commutés s/s/c	Notes
AGENA B	I : REAL TIME 16.384 II : FLIGHT REC 65.536	8 AND 24	24	RECYCLE I : 16 BITS-2 PARTS RECYCLE II : 24 BITS	424 @ 8 B/w 2 @ 24 B/w (16 SPS)	4 @ 16 : 1 (4 SPS) 1 @ 128 : 1 (1 SPS) 1 @ 80 : 1 (⅕ SPS)	0	122 @ 8 B/w 2 @ 24 B/w (16 SPS)	112 @ 8 B/w (1 SPS) 80 @ 24 B/w (⅕ SPS)	0	FORMAT II IS SAME AS FORMAT I EXCEPT BIT RATE
APOLLO (COMMAND MODULE)	51,2	9, 16, 24 32 AND 40	26	6 BITS I.D.	1 @ 40 BITS 1 @ 32 BITS 5 @ 16 BITS 109 @ 8 BITS (50 SPS)	32 @ 5 : 1 (10 SPS) 4 @ 50 : 1 (1 SPS)	0	1 @ 40 B/w 5 @ 16 B/w 1 @ 32 B/w 109 @ 8 B/w (50 SPS)	153 @ 8 B/w (10 SPS) 1 @ 32 B/w (10 SPS) 1 @ 24 B/w (10 SPS) 200 @ 8 B/w (1 SPS)	0	FRAME SYNC. CODE IS 26 BITS AND 6 BITS I.D
DYNA - SOAR	144	9-8 DATA 1 PARITY	24	RECYCLE I : 45 BITS-3 PARTS RECYCLE II : 27 BITS-3 PARTS	78 (200 SPS)	5 @ 100 : 1 (2 SPS) 30 @ 10 : 1 (30 SPS) 8 @ 4 : 1 (50 SPS)	0	77-9 B/w (200 SPS) 1-27 B/w (200 SPS)	ALL 9 B/w 32-(50 SPS) 320-(20 SPS) 500-(2 SPS)	0	
GEMINI	51.2	5, 8, 19 AND 24	24	19 BITS RECYCLE 5 BITS I.D	157 @ 8 BITS 1 @ 24 BITS (40 SPS)	13 @ 4 : 1 (10 SPS)	14 @ 32 : 1 (8 CH/MUX) 5 @ 96 : 1 (24 CH/MUX)	157 @ 8 B/w 1 @ 24 B/w (40 SPS)	52 @ 8 B/w (10 SPS)	ALL 8 B/w 120 @ 1.25 SPS 144 @ 416 SPS	FORMAT II : (DUMP MODE)
GEMINI DUMP MODE (FORMAT II)	112,6	8 AND 24	19	5 BITS I.D	64	15 @ 8 : 1 6 @ 24 : 1	0	58 @ 8 B/w 1 @ 19 B/w 1 @ 5 B/w 1 @ 24 B/w (220 SPS	240 @ 8 B/w (27.5 SPS) 24 @ 24 B/w (9.125 SPS) 72 @ 8 B/w (9.125 SPS)	0	
LUNAR EXCURSION MODULE (LEM)	I : 51.2 II : 1.6	8, 16, 32 AND 40	26	6 BITS I.D	1 @ 40 BITS 2 @ 32 BITS 8 @ 16 BITS 99 @ 8 BITS (50 SPS)	39 @ 2 : 1 (25 SPS) 16 @ 5 : 1 (10 SPS) 7 @ 50 : 1 (1 SPS)	0	99 @ 8 B/w 8 @ 16 B/w 2 @ 32 B/w 1 @ 40 B/w (50 SPS)	74-8 B/w (10 SPS) 1-16 B/w (10 SPS) 1-32 B/w (10 SPS) 350-8 B/w (1 SPS) 74-8 B/w (25 SPS) 2-16 B/w 25 SPS	0	FORMAT II : 124 @ 50 : 1 8 B/w 2 @ 50 : 1 32 B/w
MINUTEMAN	345.6	27 (SEE WORD STRUCTURE)	27		384 (33⅓ SPS)	11 @ 15 : 1 (2.22 SPS)	0	8 @ 27 B/w ONE SYLLABLE 376 @ 27 B/w 3 SYLLABLE (33⅓ SPS)	11 ONE SYLLABLE 27 B/w	0	SEE WHEEL DIAGRAM
M RBM	172.8	27 (3 SYLLABLES, 3 WD. SYNC.- BITS)	27	SYNC. COMPLEMENT EVERY 5 FRAMES	64 (100 SPS)	11 @ 15 : 1 (20 SPS)	0	459 SYLL. @ 8 B/SYLL. 1 @ 27 B/w (100 SPS)	165 8 B/SYLL OR 55 24 B/w (20 SPS)	0	
SATURN SERVICE MODULE	3.6 TO 180.0	9 TO 11	3 MAIN FRAME WORS	ALTERNATE ZERO-FULL SCALE ON 6 ADJACENT CHANNELS (SEE WHEEL DIAG.)	28 (120 SPS)	27 @ 10 : 1 (12 SPS)	0	27 @ 5 TO 11 B/w 1 @ 15 TO 33 B/w (120 SPS)	270 @ 5 TO 11 B/w (12 SPS)	0	BIT RATE VARIABLE IN 3600 BPS INCREMENT
TITAN II AND III	172.8	27 (3 SYLLABLES, 3 W.D. SINC. BITS)	27	27 BITS M.F. SYNC. COMPLEMENT	64 (100 SPS)	11 @ 5 : 1	0	198 SYLL @ 8 B/SYLL 16 24 B/w OR 64-@ 24 B/w (100 SPS	165 SYLL @ 8 B/SYLL (60 SPS) OR 55.24 B/w (20 SPS)	0	196 ANALOG AND 48 BI-LEVEL IN 6 GROUPS OF 8
TITAN/GEMINI/AGENA OFFER MUX. FORMAT	40.8	8	24 19 RECYCLE 5.I.D	5 BITS I.D.	1 @ 24 BITS 253 @ 8 BITS (20 SPS)	0	0	1 @ 24 B/w 253 @ 8 B/w (20 SPS	0	0	
OAO	I : 1042 BPS II : 27.3 KBPS	25 PLUS PARITY 25	26 25	4 BITS I.D.	65 64	26 @ 2 : 1 12 @ 4 : 1	0	65 64	52 @ 2 : 1 48 @ 4 : 1	0	REAL TIME FORMAT I NON REAL TIME FORMAT II
OGO	128 KBPS	9,27	27		119 @ 9 B/w 3 @ 27 B/w	3 @ 128 : 1	0	19 @ 9 B/w 3 @ 27 B/w	384 @ 9 B/w	0	
OSO	400 BPS	8,16	16	8	30 @ 8 B/w 1 @ 16 B/w	2 @ 48 : 1	0	30 @ 8 B/w 1 @ 16 B/w	96 @ 8 B/w	0	
							0			0	
MARINER	8 OR 33 BPS	10	10	5 I.D 7-TIME	42 @ 10 B/w	3 MODES OF OPERATION (42 CH/MODE)	0	42	(SEE NOTE)	0	3 MODES OF OPERATION
NIMBUS	15 KBPS	8	8	0	64 @ 8 B/w	0	0	64	0	0	

FIG. 10. — Caractéristiques des formats PCM actuels utilisés aux USA

Trois rythmes principaux peuvent être identifiés, tous trois nécessitant des séquences de synchronisation appropriées : le rythme de mot, de cycle et de sous-cycle. Une quatrième synchronisation est présente dans quelques formats : la synchronisation de sous-sous-cycle.

Tout ce qui sera dit, cependant, de la synchronisation de sous-cycle sera directement applicable au cas de la synchronisation de sous-sous-cycle et il n'y a pas lieu, de lui réserver un paragraphe particulier (figure 9, représentation du format Agena et figure 10, caractéristiques des formats PCM actuels).

L'originalité de la plupart des télémesures codées est d'assurer leur synchronisation par la transmission des séquences binaires, caractéristiques des différents niveaux de commutation. Nous dirons qu'une station de décommutation est synchronisée lorsque les codes transmis seront détectés, à intervalles de temps réguliers, avec une probabilité d'erreurs compatible, en moyenne, avec le rapport signal/bruit de la chaîne de transmission. Il y a là, d'abord, une première notion de base : les signaux présentés au synchronisateur digital ne seront pas sans erreurs. A la sortie du synchronisateur de bit, les erreurs sont cristallisées et la synchronisation digitale devra bien s'en accommoder.

Cette définition de la synchronisation indique tout naturellement les caractéristiques du synchronisateur PCM : il devra être capable de détecter un code donné, de vérifier son apparition périodique, d'établir une mesure du nombre d'erreurs dont sont entachées les séquences considérées, de détecter si cette probabilité d'erreurs est ou non compatible avec le rapport signal/bruit attendu, d'agir enfin automatiquement pour prémunir la synchronisation acquise, même en présence de bruit, ou rechercher de nouveau une séquence acceptable, après s'être assuré que sa probabilité d'être synchronisé est devenue négligeable.

Trois éléments principaux peuvent être distingués dans une logique de synchronisation (figure 11) :

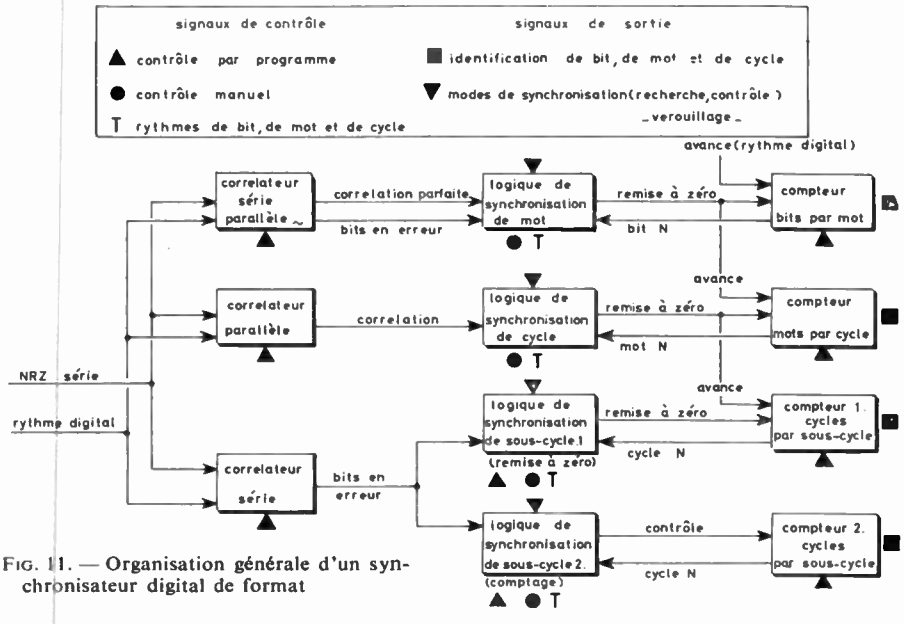


FIG. 11. — Organisation générale d'un synchronisateur digital de format

— Un *corrélateur* (série ou parallèle) dont le rôle est de détecter, dans une séquence de longueur donnée, la présence ou l'absence d'un code acceptable. Ce corrélateur est, par définition, le filtre conjugué digital du signal constitué par le code de synchronisation transmis.

— Un *compteur* permet de vérifier la périodicité de l'apparition d'un code donné et d'engendrer des signaux de synchronisation appropriés.

— Le *synchronisateur* proprement dit, dont le rôle est, à partir des informations reçues du corrélateur et des différents compteurs, de déduire l'état de la synchronisation et d'agir logiquement en conséquence.

2. Erreurs présentes à la sortie du synchronisateur de bit

Deux types principaux d'erreurs sont à considérer, qui sont une séquence directe de la présence de bruit à l'entrée du synchronisateur :

— les erreurs de décision, sans perte de la synchronisation de bit ;

— les erreurs de synchronisation qui se traduisent essentiellement par un désaccord entre la phase, la fréquence de l'information et les caractéristiques correspondantes du train de synchronisation.

La présence d'erreurs de décision entraîne la nécessité, pour le corrélateur, de pouvoir reconnaître un code qui n'est pas « parfait ». Un code ne sera plus « reconnu » mais sera déclaré « acceptable ». Le critère couramment employé pour juger de l' « acceptabilité » d'une séquence de longueur suffisante est que le nombre d'erreurs détectées dans la séquence ne doit pas excéder un certain seuil, fonction du rapport signal/bruit. Historiquement, ce critère a été retenu comme le seul possible dans le mode de recherche et a été naturellement appliqué aux autres modes. Cette méthode permet une mesure instantanée de l'erreur et, par là-même moins fine que celle qui consisterait à intégrer le nombre d'erreurs par code, sur un nombre déterminé de séquences avant de prendre une décision. Elle est, par contre, de réalisation aisée et permet des rephasages rapides dans le cas d'une erreur de phase commise par le synchronisateur de bit.

Une erreur de synchronisation de la part du synchronisateur de bit a des conséquences beaucoup plus graves, puisqu'une erreur de phase de $\pm$ 1 bit est suffisante pour enlever toute signification à l'information lors de la décommutation. Il s'agit donc de rechercher immédiatement à se synchroniser de nouveau en phase et sous les meilleurs délais de façon à perdre le moins d'information possible. Seule une séquence de synchronisation permettra une telle action et nous voyons là un des principaux avantages de la synchronisation de mot : rapidité de la remise en phase. Pourtant, nous ne voulons pas, sous le prétexte de réacquérir rapidement la synchronisation, être à la merci de la détection de fausses séquences, c'est-à-dire de séquences qui ressemblent au code de synchronisation, au nombre d'erreurs tolérées près. Nous placerons donc une « fenêtre » autour de l'instant de corrélation attendu et « ouvrirons cette fenêtre » de 3, 5 ou 7 bits afin de tolérer une erreur de phase de $\pm$ 1, $\pm$ 2 ou $\pm$ 3 bits.

Si le glissement en phase n'est pas supérieur à 3 bits, un rephasage sera effectué à la fin du cycle. S'il est supérieur à cette valeur, une recherche complète du code sera entreprise. Nous aurons l'occasion de reparler de cette technique ; retenons pour l'instant, au sujet des erreurs de phase, que la synchronisation, une fois acquise, doit être protégée par l'emploi d'une « fenêtre » suffisamment large.

3. Schéma logique d'un synchronisateur (fig. 12)

Nous avons introduit, au chapitre I, les différentes opérations conduites sous la responsabilité de la

logique de synchronisation : isolons tout d'abord ces trois missions principales du synchronisateur :

— Il doit être capable de *rechercher* dans l'information transmise, une séquence acceptable.

— Il doit pouvoir *vérifier* la validité d'une telle décision en contrôlant l'apparition périodique d'un code acceptable.

— Il doit être capable de *maintenir* la synchronisation en présence d'erreurs de décision et de phase commises par le synchronisateur de bit.

Ces opérations ne sont pas compatibles : un circuit dessiné pour avoir de bonnes caractéristiques d'acquisition rapide donnera de bien piètres résultats en présence de bruit (il « reconnaîtra » de trop nombreuses fausses séquences). De plus, l'importance de la synchronisation est telle qu'un compromis est impensable.

Nous sommes donc amenés à considérer le synchronisateur comme une logique à plusieurs états, qui prend des décisions, non seulement en fonction des informations recueillies par le corrélateur ou le compteur de synchronisation, mais encore en fonction de son mode actuel qui, lui-même, est une fonction de l'histoire passée et présente de la synchronisation.

Au cours du mode *de recherche*, la logique de synchronisation interroge le corrélateur une fois par bit, afin de détecter une séquence qui soit acceptable. Une telle recherche est donc faite sur chaque groupe de N bits (où N est la longueur du code attendu) qui circulent dans le registre du corrélateur. Cette recherche est absolument indépendante de la phase de l'information ou des différents compteurs de synchronisation et permettra la détection d'une séquence

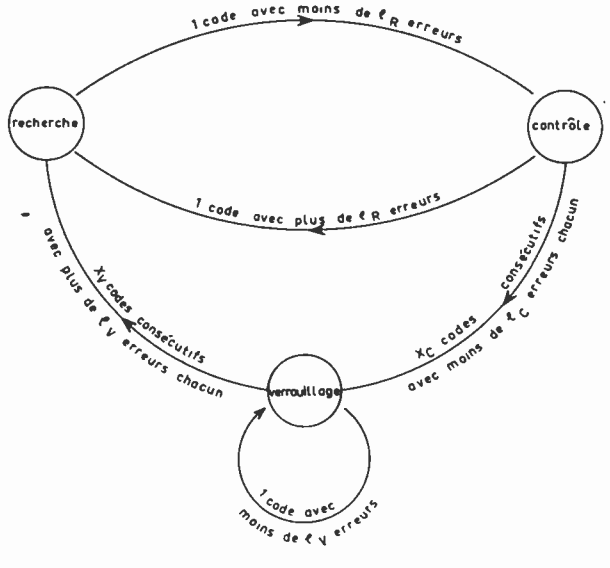


FIG. 12. — Logique de syncronisation typique

de bits présentant, par rapport au code attendu, un nombre d'erreurs inférieur ou égal à e_R où e_R, est un paramètre qui doit être réajusté en fonction du rapport signal/bruit, afin d'obtenir une performance optimale dans le mode de recherche.

Une tendance intéressante est la recherche, au cours de ce premier mode, non d'un code acceptable selon un critère préétabli, mais du « meilleur code » détecté au cours d'un cycle de recherche. Le développement d'un nouveau type de corrélateur parallèle, capable de détecter, une fois par bit, le nombre d'erreurs contenues dans chaque séquence de longueur N, a permis la réalisation pratique de cette idée. Une telle méthode de détection a un caractère essentiellement adaptif, en présence de diverses probabilités d'erreurs. Pourtant son emploi, sans aucun contrôle du seuil d'erreur détecté, met la corrélation à la merci de la découverte d'une séquence relativement acceptable, dont le nombre d'erreurs est pourtant incompatible avec le rapport signal/bruit du signal d'entrée, alors que la véritable séquence de synchronisation est perturbée par des impulsions bruyantes de forte amplitude.

Une séquence de synchronisation « acceptable » une fois détecté, le synchronisateur entrera en mode de *contrôle*.

Un tel mode intermédiaire est une nécessité, puisqu'il existe une probabilité non négligeable de découvrir une fausse séquence de synchronisation au cours d'une recherche sur un cycle. La première caractéristique de la séquence de synchronisation est sa périodicité et c'est le critère employé dans le mode de contrôle.

Une « fenêtre » temporelle est placée autour de l'instant attendu d'une corrélation acceptable. Une séquence sera jugée acceptable si elle présente, par rapport au code attendu, moins de e_c erreurs, et la vérification sera jugée satisfaisante après que X_c séquences acceptables aient été détectées lors de cycles successifs. X_c et e_c doivent pouvoir être ajustés indépendemment des paramètres correspondants du mode de *recherche* ou de *verrouillage* de façon à optimiser les caractéristiques d'acquisition en présence de différentes valeurs du rapport signal/bruit ainsi que des différentes caractéristiques du cycle de commutation.

L'absence d'une séquence acceptable à l'instant prévu de la corrélation entraînera le retour de la logique de synchronisation au mode de recherche.

Les paramètres de synchronisation, e_R, e_c et X_c seront choisis de façon telle que la probabilité d'être en synchronisation sera de 0,999 ou 0,998, à la fin du mode de contrôle.

Les latitudes de ces différents paramètres peuvent être typiquement les suivantes :

$$0 \leqslant e_R \leqslant 9$$

$$0 \leqslant e_c \leqslant 9$$

$$0 \leqslant X_c \leqslant 19$$

Une fois obtenue cette quasi certitude d'avoir acquis la synchronisation, il faut passer à un troisième

mode qui est celui de « verrouillage ». Le but de ce mode est de protéger contre des perturbations bruyantes, un état synchronisé acquis à grand peine. Une fenêtre temporelle est maintenue autour de l'instant attendu de la corrélation, mais son usage est réservé presqu'exclusivement à des fins de vérification. Les signaux de synchronisation sont, en effet, obtenus directement à partir de compteurs « verrouillés » en phase! Pourtant ce mode ne doit pas être maintenu aveuglement et toute erreur de synchronisation due, par exemple, à un glissement brutal de la phase du synchronisateur de bit doit être détectée et corrigée rapidement. Une correction prompte est possible si le déphasage ne dépasse pas $\pm$ 3 bits. Nous verrons, en effet, que les caractéristiques d'autocorrélation d'un bon code de synchronisation de cycle, rendent très improbable une fausse corrélation au voisinage immédiat de la corrélation attendue. Cette propriété permet un recyclage automatique des compteurs de synchronisation si un code acceptable est détecté à l'intérieur de cette fenêtre temporelle, sans vraiment dégrader les performances du synchronisateur en présence de bruit.

Une perturbation plus grave est celle qui aurait pour conséquence une erreur en phase des différents compteurs supérieure à celle mentionnée au paragraphe précédent. Cette éventualité, jointe au fait que l'acquisition de la « vraie » synchronisation n'est en fait jamais totalement certaine, nous amène à définir un critère de déverrouillage.

On peut en imaginer plusieurs : le plus couramment employé est le défaut de reconnaître une séquence acceptable (seuil : e_v erreurs) au cours de X_v vérifications successives.

La détection d'une seule séquence acceptable est jugée suffisante pour nous rassurer sur la validité de la synchronisation.

Les limites supérieures des paramètres e_v et X_v peuvent être 9 et 19 respectivement.

Une récente étude menée à l'Université de Harvard sous les auspices de la NASA a conduit à l'adoption, sur certaines stations, du critère de déverrouillage suivant : un nombre maximal de séquences inacceptables X_v (nombre d'erreurs supérieur à e_v) est toléré au cours de la vérification de Y_v séquences successives.

La supériorité de ce critère est due en partie à son orientation statistique et aussi à une optimisation plus poussée, grâce à l'usage de trois paramètres au lieu de deux.

Où retourner en cas de « déverrouillage », au mode de recherche ou à celui de contrôle ? Dans le cas de l'emploi, en vue d'un rephasage rapide d'une fenêtre temporelle, un continuel défaut de synchronisation ne peut être que la conséquence d'un déphasage permanent important, le critère d'acceptabilité ayant été calculé d'une façon telle que la possibilité d'une phase correcte et d'une perturbation continuelle de l'information soit hautement improbable. Retourner au mode de « contrôle » ne résulterait donc qu'en une perte de temps inutile et une « recherche » complète d'une séquence acceptable doit être entreprise sans tarder.

Un synchronisateur digital, qu'il s'agisse de celui de mot, de cycle ou de sous-cycle, nécessitera donc l'ajustement de 4 à 6 paramètres aux caractéristiques du format et aux facteurs de transmission. Nous avons déjà mentionné quelle devait être la plage de réglage de ces paramètres. Il peut sembler qu'il s'agisse là de limites trop confortables pour un usage courant. Remarquons cependant que la latitude de ces paramètres doit être telle que la synchronisation ne soit jamais le facteur limitatif de la décommutation en présence de bruit. L'acquisition et le maintien de la synchronisation doivent être optimisés, même en présence de fortes probabilités d'erreurs. Une probabilité d'erreur de 0,1, par exemple, peut sembler intolérable puisque correspondant à une erreur moyenne quadratique de 20 % sur la valeur d'un prélèvement. Cependant, si nous faisons l'hypothèse que les erreurs affectent tout bit de façon aléatoire, une telle probabilité d'erreur créera, sur un mot de 10 bits, une erreur inférieure à 1,5 %, avec une probabilité de 0,5 (la moitié du temps en moyenne). De plus, un opérateur humain ou même une machine sera capable de repérer immédiatement les prélèvements entachés d'une erreur rédhibitoire. Par conséquent une probabilité d'erreur aussi élevée que 0,1 doit être considérée dans les calculs de synchronisation et dans l'ajustement des paramètres correspondants.

Le préréglage de ces paramètres, à partir d'un tableau d'affichage ou d'une mémoire à ferrites, présente un avantage certain dans le cas de la sélection électronique de plusieurs formats. De toute façon, ils doivent toujours pouvoir être facilement modifiés par l'opérateur, à des fins d'optimisation. En fait, la possibilité d'une telle action dépend beaucoup des conditions particulières d'emploi : une passe de satellite dure, par exemple, de 3 à 4 mn, alors qu'une réception pour un tir d'engin dure de 15 à 20 mn, en présence de fluctuations extrêmement importantes du rapport signal/bruit. Dans ce dernier cas, un opérateur convenablement éduqué peut avoir une action positive sur les performances de la synchronisation.

On a beaucoup parlé de synchronisation « adaptive », c'est-à-dire qui soit capable d'optimiser ses propres paramètres en fonction du rapport signal/bruit. Il existe différents moyens d'asservir ces paramètres aux conditions de transmission, le rapport signal/bruit pouvant être déduit par exemple du nombre d'erreurs de parité par cycle lorsque le synchronisateur de cycle est passé au mode de verrouillage, ou du nombre moyen d'erreurs par code de synchronisation. C'est là un concept extrêmement prometteur, avec cette restriction que rien ne doit être tenté du point de vue de la réalisation logique, avant que ne soit établie en détail la théorie applicable à un emploi particulier. Dans de tels cas l'intuition peut, en effet, se révéler extrêmement néfaste à l'usage.

4. La synchronisation de mot

La synchronisation de mot a été beaucoup utilisée, sous de multiples formes : mots séparés par une

impulsion d'amplitude différente, codes à synchronisation de quelques bits, etc.

Il est courant de consacrer environ 10 % de la largeur de bande à la synchronisation de mot : 1 bit pour des mots de longueur inférieure à 10 bits et de 2 à 3 bits pour des mots de longueur inférieure à 30 bits.

Historiquement, la synchronisation de mot a été une nécessité afin d'assurer une synchronisation correcte, en présence de codes de cycle présentant de bien pauvres caractéristiques d'autocorrélation (série de 1 ou de 10). Elle a aussi été considérée comme une commodité en vue de la création de transitions supplémentaires destinées à maintenir la synchronisation de bit.

Notons l'usage particulier de la synchronisation de mot fait dans le format des satellites météorologiques Nimbus et Tiros. Ce format emploie une longueur de mot aléatoire comprise cependant entre 11 et 15 bits. L'information est transmise par les sept premiers bits, tandis qu'une série de « 0 » suivis d'un « 1 » complète le mot (0001 à 00000001). Il va sans dire que, dans ce cas, la synchronisation de mot (détection d'une série de 0001) est une nécessité et que son maintien en présence de bruit conduit à de bien intéressants problèmes en ce qui concerne le type de logique à employer, la longueur statistique « moyenne » de mot étant de 12,8 bits !

Une première caractéristique de la synchronisation de mot est la largeur de bande nécessaire. Une seconde caractéristique est qu'elle est composée de séquences extrêmement courtes, avec, conséquence, le fait est que la logique du synchronisateur de mot ne peut pas être identique à celle employée pour la synchronisation de cycle. Peut-on, en effet, décider qu'une séquence de 1, 2 ou 3 bits est ou non acceptable selon le nombre d'erreurs qu'elle comporte ? Il devient absolument nécessaire, dans ce cas, d'intégrer le nombre d'erreurs détectées sur une période comportant la vérification de plusieurs codes avant de décider de la validité de la synchronisation. De plus, aucune erreur ne peut être tolérée dans le mode de recherche, puisque la décision de passer au mode de vérification est faite après détection d'une seule séquence acceptable. Nous arrivons donc à un schéma possible de la logique du synchronisateur de mot (fig. 13).

Mode de recherche. — La logique quittera le mode de recherche après détection d'une séquence « parfaite », c'est-à-dire sans erreur.

Mode de contrôle. — La vérification sera jugée satisfaisante si le nombre total d'erreurs enregistrées au cours de l'observation de X_c séquences est inférieur ou égal à e_c et X_c ont généralement pour limite supérieure un compte de 19. Si la vérification est satisfaisante, la logique passera au mode de verrouillage. En cas d'insuccès, une nouvelle recherche est entreprise.

Mode de verrouillage. — Le schéma logique est identique à celui décrit pour le mode de contrôle. Le but du mode de verrouillage (protection contre le bruit d'une synchronisation jugée acquise) étant fort différent de celui du mode de contrôle (examen critique d'une première acquisition), le choix des paramètres e_c, X_c, e_v et X_v sera différent, la tendance étant à des contrôles beaucoup plus sévères au cours du mode de contrôle que dans le mode de verrouillage.

Le fait que les séquences de synchronisation de mot sont extrêmement courtes affecte directement l'acquisition de la synchronisation, problème qui est aggravé en présence de faibles rapports signal/bruit. La probabilité, en effet, de démarrer sur une fausse séquence est extrêmement élevée, puisque fonction de $(1/2)^N$ où N est le nombre de bits par séquence de synchronisation. Il sera donc courant d'observer une série importante d'essais, avant que la vraie phase de mot ne soit détectée. Dans le cas, par exemple, de mots de 27 bits, utilisant un code de 3 bits, il faudra en moyenne 12 mots avant que la vraie synchronisation ne soit détectée, pour un rapport signal/bruit de 0.1.

Les séquences de synchronisation de mot ont pu être artificiellement allongées par l'introduction de sous-mots ou syllabes. Dans le cas des formats Titan II et III, par exemple, trois prélèvements consécutifs sont associés en un mot de 27 bits composé de trois syllabes de 8 bits suivis de 3 bits de synchronisation de mot. L'acquisition de ces formats en a été grandement améliorée.

Les avantages trouvés à l'emploi d'une synchronisation de mot sont de deux ordres :

— Pour des formats à longueur de mot constante, présentant un code de synchronisation de cycle de longueur multiple de la longueur de mot, la synchronisation de mot peut aider de façon conséquente à l'établissement de la synchronisation de cycle par la détermination de la phase de mot avant qu'une séquence acceptable de cycle ne soit détectée. De cette façon, le corrélateur de cycle ne cherchera pas une

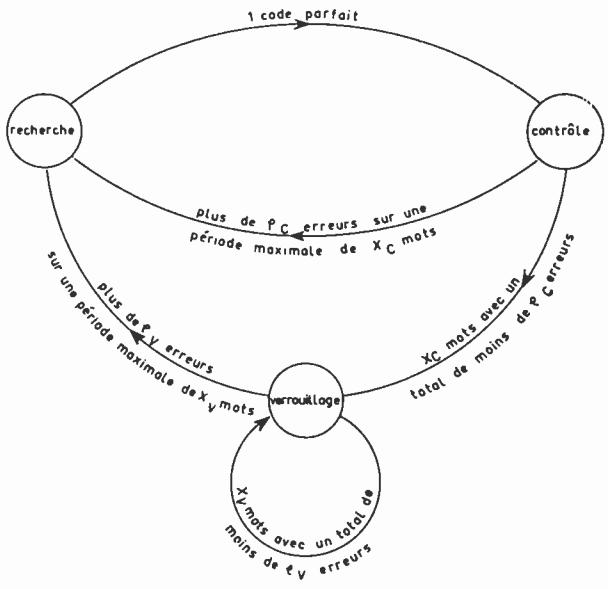


FIG. 13. — Logique de synchronisation de mot

séquence acceptable une fois par bit, mais une fois par mot, ce qui réduit considérablement la probabilité de découvrir une fausse séquence de cycle (voir l'aspect quantitatif de cette propriété au paragraphe 2 du chapitre D.

— L'inertie du synchronisateur de cycle dans le mode de verrouillage est telle qu'un nombre important de cycles peuvent être perdus, dans le cas d'une perte brutale de la phase, avant que ne soit décidé d'entreprendre de nouveau une recherche en vue de réacquérir la synchronisation.

La synchronisation de mot est, au contraire, un détecteur très sensible et rapide d'une perte de synchronisation. Elle répond en quelques mots au lieu de quelques cycles, comme dans le cas précédent. Sitôt détecté un glissement en phase, le synchronisateur de mot pourra renvoyer le synchronisateur de cycle dans le mode de recherche, accélérant ainsi la réacquisition de la synchronisation dans un rapport voisin de X_v ($1 \leqslant X_v \leqslant 19$).

Il y a donc un intérêt certain à utiliser la synchronisation de mot dans un format à longueur de mot constante. Si la longueur de mot est choisie constante, par contre toute latitude existe quant à la subdivision de ces mots en syllabes de longueurs variables et inégales. Nous avons vu un avantage à regrouper les codes de synchronisation de « syllabe » en un code plus long de synchronisation de mot. Un second avantage est donc la possibilité de munir des formats à longueur de syllabe variable (donc utilisant mieux la bande passante allouée) d'une synchronisation de mot dont les mérites ont été détaillés par ailleurs.

Bien sûr, il reste l'importance de la bande passante occupée par les codes de synchronisation de mot et ce défaut important explique le rejet de cette synchronisation dans tous les cas où sont prévus de confortables rapports signal/bruit (Gemini, Agena, OGO, etc.).

Les premiers standards PCM français ont recommandé, sans l'imposer, l'emploi de la synchronisation de mot, que nous retrouvons associée à des mots de composition variable dans tous les matériels embarqués actuellement à l'étude.

5. La synchronisation de cycle

La synchronisation de cycle consiste en la transmission d'une séquence particulière, chaque fois que le commutateur principal entreprend un nouveau cycle.

On a pu penser qu'il était nécessaire, afin de détecter l'instant de recyclage, sans aucune ambiguïté, de transmettre un code qui soit unique, c'est-à-dire qui ne puisse pas être reproduit au cours du cycle par une certaine configuration de divers bits. Il est vrai qu'il est toujours possible d'empêcher la formation d'une séquence déterminée (série de « 1 » par exemple) par le convertisseur analogique digital de bord. Cependant, aucune sérieuse assurance ne peut être placée en l'unicité du code reçu en présence de bruit ou d'erreurs en phase et nous avons vu qu'une probabilité d'erreur finie (et souvent importante) devait être considérée en tant qu'hypothèse de base.

La présence, dans le format à décommuter, d'une synchronisation de mot, permet une acquisition préalable de la phase de mot. Le synchronisateur de cycle n'a plus alors qu'à reconnaître quel mot est acceptable en tant que code de synchronisation, et de simples séquences de « 1 » ou de « 10 », extrêmement peu coûteuses à réaliser, sont alors des codes peut-être acceptables, mais jamais optimaux.

Dans le cas d'un format sans synchronisation de mot, les propriétés d'autocorrélation d'une séquence de cycle doivent être examinées de très près, afin de détecter l'instant de corrélation sans ambiguïté de phase. L'idée de base est de choisir une séquence, dont la fonction d'autocorrélation soit très voisine de zéro, pour toute valeur du déplacement τ, sauf à l'instant de corrélation, lorsque l'alignement en phase est réalisé ($\tau = 0$) où elle est égale à N, si N est le nombre de bits par séquence. Nous verrons qu'une catégorie de codes, appelés pseudo-aléatoires, parce que, possèdant des caractéristiques d'autocorrélation voisines de celle du bruit blanc, remplissent ces conditions avec une très bonne approximation.

Un paramètre extrêmement important dans le choix d'une séquence de synchronisation est sa longueur. Le code choisi n'entre, pas directement en considération dans les calculs de performance proprement dits puisque, partant de l'hypothèse que le train informationnel est purement aléatoire, leur longueur seule distingue statistiquement, les performances de deux codes. La longueur de la séquence binaire doit être proportionnée à la longueur du cycle. Le rapport a été choisi pour des cycles d'un millier de bits entre 2,5 et 4 % : 24 bits pour le cycle de 640 bits du format Gemini, 26 bits pour le cycle de 1 024 bits du format Apollon.

Une fois déterminée la longueur minimale de la séquence de cycle, plusieurs considérations interviendront. Il est de tradition, en premier lieu, de choisir pour longueur de séquence de cycle, un multiple de la longueur de mot, cela en vue de simplification de l'équipement de bord. Une entorse à cette règle a été faite lors de l'étude du format Apollon. 4 mots (32 bits) sont bien réservés à la synchronisation, mais 6 bits ont été réservés à la synchronisation de sous-cycle, laissant 26 bits à la synchronisation de cycle. Il y a là une fâcheuse tendance qui doit être vigoureusement combattue. Le fait de vouloir sauver de façon « astucieuse » quelques bits, c'est-à-dire une fraction infime de la largeur de bande, peut avoir de bien fâcheuses répercussions sur la complexité des stations de décommutation au sol.

La détermination finale du code de synchronisation de cycle nécessitera l'existence d'un code pseudo aléatoire de la longueur voulue. Il n'existe malheureusement pas une séquence binaire parfaite pour chaque longueur de mot : les longueurs du type $4p + 3$ bits sont, par exemple, des longueurs préférées. Il faudra donc utiliser des séquences binaires tronquées, ou au contraire, des séquences binaires augmentées. Nous aurons l'occasion d'examiner ce sujet plus en détail.

Nous verrons que la performance d'un synchronisateur PCM pourra être prédite de façon très précise, une fois connues les caractéristiques du format et

la valeur estimée du rapport signal/bruit. Tous ces calculs partent de l'hypothèse de base suivante : le train informationnel est purement aléatoire, c'est-à-dire que tout bit a une égale probabilité d'être un « 1 » ou un « 0 », cette distribution étant indépendante du temps de la mesure. Une telle supposition est valable si l'on considère un seul cycle d'information. Bien sûr, à l'intérieur même d'un cycle de commutation, une certaine corrélation pourra être observée entre canaux d'information correspondant à des paramètres dépendants (deux températures par exemple prélevées en des points voisins de la structure). Pourtant, la présence de divers rythmes de prélèvement et une répartition bien étudiée des divers paramètres au sein du cycle, suffisent à justifier l'hypothèse d'une répartition aléatoire des bits d'information à l'intérieur d'un cycle de commutation.

La situation est très différente en ce qui concerne la corrélation évidente qui existe entre les prélèvements cycliques d'un même paramètre : il y a une forte corrélation entre deux cycles consécutifs et l'origine de ce problème est la base même de la théorie de l'échantillonnage.

Si donc, au cours d'un cycle, une séquence de bits est reconnue de façon erronée, comme un code acceptable, la probabilité que la même séquence soit également acceptable au cycle suivant — ce qui est évident, par exemple, dans le cas de paramètres variant lentement à l'instant considéré — est loin d'être négligeable. La logique de synchronisation sera alors satisfaite d'avoir bien trouvé la séquence recherchée, et un tel quiproquo durera jusqu'à ce que les bits considérés changent suffisamment pour créer un nombre d'erreurs inacceptable.

De telles remarques sont tout aussi valables en ce qui concerne la synchronisation de sous-cycle. Ce problème peut être réduit par l'introduction d'une synchronisation de mot et une répartition bien étudiée des divers rythmes de prélèvement (un mot sous-commuté, par exemple, peut ne présenter aucune propriété d'autocorrélation de cycle à cycle) sans être vraiment éliminé.

Une solution élégante à ce problème est de transmettre non pas un code de synchronisation de cycle, mais une séquence de tels cycles : puisque l'information peut être statique et être assimilée alors à une séquence binaire fixe, rendons ce code « dynamique » d'une façon très unique et prédéterminée. Le format Gémini utilise, par exemple, la transmission alternée d'un code et de son complément binaire. Remarquons qu'une telle technique impose au complément du code considéré, d'avoir des caractéristiques avec le code de corrélation original tout aussi satisfaisante que ce code lui-même. Le format Apollon, lui, transmet alternativement un code de 26 bits et un second code déduit du premier par la complémentaire binaire des 16 bits centraux, cela en vue de conserver les propriétés de corrélation du second code.

En règle générale, la transmission alternée de deux codes (deux codes *complètement* différents doivent pouvoir être accommodés par les stations de décommutation au sol) nous permet donc de justifier pleinement l'hypothèse d'une répartition complètement aléatoire des bits d'information, hypothèse bien commode pour prédire mathématiquement les performances d'un synchronisateur.

6. La synchronisation de sous-cycle

6.1. Généralités

Des rythmes de prélèvement plus lents que le rythme du commutateur principal sont réalisés par l'adjonction au format de sous-commutateurs.

Un sous-commutateur prélèvera l'information avec une réduction de N à 1 par rapport au rythme de cycle, dans le cas d'un sous-commutateur à N segments.

Il est absolument nécessaire que le sous-commutateur le plus lent transmette au sol une identification quelconque de sa position et nous aurons l'occasion d'étudier les divers codes considérés. De même, une synchronisation indépendante devra être attribuée à tout sous-commutateur indépendant (il en existait deux par exemple dans le cas du format Dyna-Soar). Il est par contre parfaitement inutile de transmettre un code spécial pour chaque élément d'un ensemble de sous-commutateurs isochrones. Un code et donc un synchronisateur au sol suffiront à traiter un nombre quelconque de tels commutateurs.

Dans le cas de sous-commutateurs de rapport N_1, N_2, N_3 où N_1, N_2, N_3 sont liés par des relations de multiples à diviseurs, un seul code est en principe suffisant (transmis par le commutateur le plus lent) et la décision d'utiliser plus d'un code dépendra de considérations portant sur le temps d'acquisition maximal et la probabilité de synchronisation désirée, ainsi que de considérations d'ordre purement économique.

6.2. Codes de synchronisation de sous-cycle

Deux méthodes principales ont été proposées et utilisées : la transmission d'une séquence binaire lorsque le sous-commutateur considéré est remis à zéro et la transmission, une fois par cycle, d'un code d'identification du cycle en cours d'exécution.

La première méthode est une application directe des techniques employées pour la synchronisation de cycle. De même que dans le cas du code de cycle, la longueur de la séquence binaire a une importance primordiale et doit être en rapport avec le nombre de bits répartis autour du sous-commutateur et non pas contenus dans un cycle secondaire ; cet avantage provient du fait que la synchronisation de cycle peut être acquise dans un premier temps et aider à l'acquisition de la synchronisation de sous-cycle.

Le code de sous-cycle devant permettre l'identification d'un segment de sous-commutateur, avec une phase de mot et de cycle déjà supposée acquise, aucun avantage n'est à tirer de l'utilisation de codes pseudo-aléatoires qui ont pour propriété principale de permettre une synchronisation de phase de mot établie à un bit près. Un désavantage important peut même être

trouvé dans le fait qu'un tel code serait indétectable en présence d'une erreur de phase commise par le synchronisateur de cycle. Des codes de sous-cycle tels qu'une série de « 1 » sont donc entièrement satisfaisants lorsque la mise en phase de mot et de cycle est assurée par les synchronisateurs inférieurs.

Ce problème est, en fait, absolument équivalent à celui posé par l'emploi conjugué d'une synchronisation de mot et de cycle : si la responsabilité de la phase de mot est entièrement laissée au synchronisateur de mot, des séquences de cycle dont la fonction d'autocorrélation tend graduellement vers un maximum pour $\tau = 0$, seront acceptables.

Afin d'éviter les fâcheuses conséquences de la présence de bits d'information quasi statiques, le code de synchronisation de sous-cycle peut alterner avec son complément.

La transmission du complément binaire du code de synchronisation de cycle au lieu du code lui-même pour indiquer l'instant de remise à zéro des sous-commutateurs, a été employée avec succès sur les formats Titan II et Titan III. Deux codes entièrement indépendants peuvent d'ailleurs être employés dans les mêmes conditions.

Cette méthode a le grand avantage de ne réclamer, pour la synchronisation de sous-cycle, aucune bande passante supplémentaire, et de simplifier considérablement la logique de synchronisation au sol. Cette méthode, préconisée dans les standards PCM français, présente donc d'importants avantages bien qu'étant difficilement compatible avec la transmission alternée du code et de son complément pour la synchronisation de cycle.

La réalisation par l'équipement de bord d'une séquence de synchronisation donnée est relativement coûteuse et une idée simplificatrice est de traiter le code à transmettre en tant qu'équivalent digital d'une tension analogique de référence. La réalisation du code ne demande plus alors une série de circuits digitaux additionnels, mais est naturellement effectuée par le convertisseur analogique-digital de bord, dans les mêmes conditions que tout autre paramètre analogique. Cette idée a reçu une application pratique dans le format de sous-commutation des satellites Nimbus et Tiros. Une difficulté évidente est l'obtention, à bord d'un satellite ou d'une fusée, d'une tension de référence dont la précision soit au moins un ordre de grandeur supérieure à la précision de la chaîne de bord. Dans le cas des satellites évoqués ci-dessus, cette tension varie de $\pm$ 3 %. Nous avons donc maintenant à reconnaître un code dont la valeur numérique peut varier de $\pm$ 3 %, mais qui, de plus, est entaché d'erreurs dues au canal de transmission, qui cette fois affectent n'importe quel bit, sans prêter aucune considération à sa valeur.

Une double corrélation est alors nécessaire : corrélation en « nombre d'erreurs » sur la partie du code qui ne doit pas changer (bits de plus fort poids) corrélation en « valeur » (soustraction de la valeur nominale, comparaison de la valeur calculée avec la tolérance) pour les bits de plus fort poids. La complexité d'une telle méthode ne nécessite aucun commentaire et cette méthode n'est évoquée que pour souligner encore une fois les méfaits d'un manque de coordination entre les équipes responsables des équipements embarqués et des équipements au sol.

La seconde méthode de synchronisation de sous-cycle consiste en la transmission, une fois par cycle (et non plus par sous-cycle) d'un code caractéristique du cycle en cours d'exécution, plus précisément la valeur binaire du rang du cycle considéré. Cette particulière séquence de codes a été utilisée à cause de la facilité de sa réalisation et de ses applications au sol, mais toute autre séquence de réalisation économique serait tout aussi valable, y compris une forme « dégénérée » de cette méthode : la transmission d'un code à la moitié, au tiers, aux quarts de chaque sous-cycle.

Les désavantages d'une telle synchronisation sont trouvés dans la largeur de bande nécessaire à la transmission des codes, et à la difficulté d'acquérir effectivement la synchronisation dans le cas de faibles rapports signal/bruit. La « distance logique » séparant deux codes étant en effet souvent égale à 1, une simple erreur est directement indétectable.

Une fois la synchronisation acquise et le synchronisateur passé au mode de verrouillage, un filtrage effectif d'erreurs occasionnelles sera réalisé, mais comment acquérir un code fortement entaché d'erreurs dans le cas de faibles rapports signal/bruit ?

Il y a donc là un problème qui pourrait recevoir une solution fort satisfaisante : pourquoi ne pas employer pour la transmission des codes d'identification, un code redondant, autocorrecteur, suivant par exemple la méthode de Hamming ou tout autre méthode plus appropriée aux cas particuliers considérés ? L'utilisation de tels codes, au prix d'une extension minime de la largeur de bande, pourrait peut-être même supprimer toute raison d'être aux synchronisateurs fort élaborés, utilisés à l'heure actuelle, en les remplaçant par une simple logique d'interprétation de codes.

Cette synchronisation par comptage a le grand avantage de permettre une acquisition beaucoup plus rapide de la synchronisation de sous-cycle dans le cas d'un canal de transmission peu bruyant. Il n'est plus nécessaire maintenant d'attendre un code de remise à zéro, comme indication de la phase du sous-commutateur, attente qui pourrait durer un sous-cycle ou N cycles, puisque la phase de sous-cycle est immédiatement identifiée après une attente durant un maximum de deux cycles. Cette propriété justifie l'emploi intensif de cette méthode sur les formats de satellites, qui réclament une acquisition rapide de la synchronisation de par leur courte durée de passage et présentent de plus des rapports signal/bruit élevés.

Une application fort intéressante de cette méthode est enfin une simplification certaine du traitement automatique des données. En présence de bons rapports signal/bruit, ou, ainsi que nous l'avons suggéré, grâce à l'utilisation de codes autocorrecteurs, le code transmis une fois par cycle représente, avec une probabilité d'erreur très minime, l'identification de cycle nécessaire au traitement automatique des données

après élimination, par un très simple programme, des valeurs hors de séquence.

Il n'est pas nécessaire, dans ce cas, d'exécuter une synchronisation de sous-cycle avant de présenter l'information à l'ordinateur, d'où une économie importante de logique câblée. De plus, les performances de l'ordinateur ne seront pas affectées de façon importante, puisqu'un simple programme d'élimination de cycle hors séquence remplacera un programme laborieux de synchronisation.

6.3. Logiques de synchronisation de sous-cycles

Une remarque simplificatrice importante est que le synchronisateur de sous-cycle n'a pas la responsabilité de définir la phase de mot et de cycle, mission qui est remplie par les synchronisateurs de plus bas niveau (mot et cycle). Le mode de recherche ne consistera plus, par exemple, à examiner chaque séquence de n bits, mais simplement un mot donné une fois par cycle. Un corrélateur « série » peut alors être utilisé au lieu d'un corrélateur « parallèle ». La logique de synchronisation est une logique à trois modes ayant exactement la même signification que les modes correspondants du synchronisateur de cycle.

On distinguera, dans ce cas aussi, un corrélateur (série), un ou plusieurs compteurs (avancés au rythme de cycle) et une logique digitale. Au cours des opérations de recherches, contrôle et verrouillage, une fenêtre est appliquée, qui est ouverte une fois par cycle dans le cas du mode de recherche et une fois par sous-cycle pour les autres modes.

Les paramètres du synchronisateur de sous-cycle seront : e_r, e_c, X_c, e_v et X_v, comme dans le cas de celui de cycle, avec les mêmes latitudes. Ils doivent aussi être accessibles à l'opérateur à des fins d'optimisation.

La corrélation d'un code de remise à zéro consiste en une comparaison de l'information reçue avec un code parfait. Il est possible, par l'examen d'une séquence, de décider ou non de la validité de la synchronisation. Dans le cas des codes à comptage, le critère de corrélation est que la valeur binaire de la séquence reçue doit être égale à celle de la précédente plus 1. Une telle corrélation peut être aisément réalisée par un corrélateur série qui peut même être commun à plusieurs synchronisateurs.

En ce qui concerne la logique digitale, elle est classique : recherche, contrôle, verrouillage. Les performances d'un tel synchronisateur pourront être exactement prédites par une série de calculs appropriés, similaires à ceux applicables à la synchronisation de cycle. Elle doit, par contre, agir sur le compteur de sous-cycle d'une façon plus complète que dans le cas précédent : il ne s'agit plus simplement de remettre un compteur à zéro, une fois détectée une séquence acceptable, mais d'avancer un compteur à une valeur indiquée par la séquence reçue. Des complications apparaissent dès qu'il s'agit d'avancer plusieurs compteurs sous-multiples et de synchroniser un format reproduit en sens inverse à partir d'une bande magnétique.

6.4. Conclusion

La synchronisation « de remise à zéro » est extrêmement peu coûteuse en bande passante, permet une synchronisation sûre en présence de faibles rapports signal/bruit, est d'emploi extrêmement flexible sous ses diverses formes, mais présente le désavantage certain de nécessiter une longue période d'acquisition. Elle a été employée comme synchronisation intermédiaire par le format Gemini (rapport 8 à 1) et est la seule méthode employée par les formats Agena et Dyna-Soar.

La synchronisation « par comptage » nécessite plus de bande passante que celle précédemment décrite et, sous sa forme actuelle, est extrêmement peu adaptée à l'identification de la phase de sous-cycle, en présence de probabilités d'erreurs élevées. Une fois ce défaut majeur corrigé, ainsi que nous le proposons, par l'emploi de codes autocorrecteurs (au prix de plus de bande passante), cette méthode pourra s'imposer grâce à la rapidité de son acquisition et l'excellente adaptation au traitement automatique des données, puisqu'elle fournit une identification effective de chaque cycle de commutation. Son emploi se généralise sur les programmes de satellites : elle a été employée en tant que synchronisation de plus haut degré sur le format Gemini, choisie pour la synchronisation de sous-cycle des formats Apollon et Saturne (rapport 50 à 1) et se généralise sur les matériels à l'étude en France.

7. Conclusion : Relations logiques entre les différents synchronisateurs (voir fig. 14)

Nous avons vu que la stratégie employée pour acquérir et maintenir la synchronisation était basée sur l'emploi de trois modesl ogiques : les modes de recherche, de contrôle et enfin de verrouillage.

Si l'information est supposée parfaitement aléatoire avec une distribution de probabilité indépendante du temps, il est possible de calculer les valeurs optimales

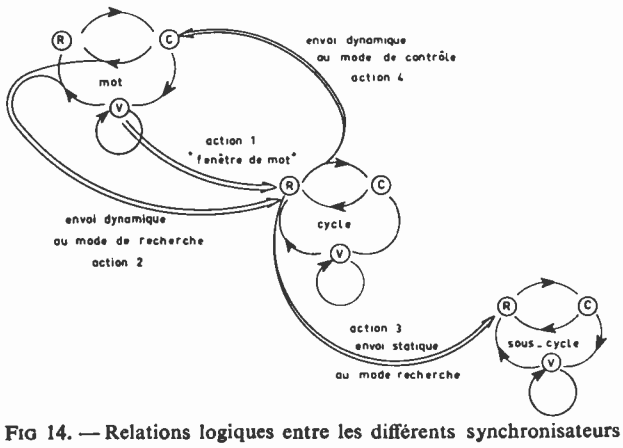


Fig 14. — Relations logiques entre les différents synchronisateurs

des cinq paramètres de synchronisation (e_r, e_c, X_c, e_v et X_v) en fonction du rapport signal/bruit et donc de la probabilité d'erreur de bit afin de :

1) acquérir une synchronisation supposée correcte à une probabilité d'erreur près donnée, en un minimum de temps,

2) rester en synchronisation avec une probabilité d'erreur donnée en présence d'impulsions bruyantes de forte amplitude.

Ces calculs (que nous étudierons au chapitre suivant) peuvent être appliqués avec de légères modifications, au cas de la synchronisation de mot (le schéma logique est différent afin d'être mieux adapté à de très courtes séquences de synchronisation) et de sous-cycle (code à comptage).

Les performances individuelles calculées pour chaque synchronisateur peuvent être grandement améliorées si l'on prend en considération les diverses relations logiques qui existent entre les différents constituants d'un synchronisateur de format.

Nous avons mentionné parmi les avantages de la synchronisation de mot, l'aide effective que le synchronisateur de mot pouvait apporter au synchronisateur de cycle. Dans le cas où le synchronisateur de mot passe au mode de verrouillage, alors que celui de cycle est en recherche, une « fenêtre » de mot sera appliquée à l'acquisition de la synchronisation de cycle (fig. 14, action 1) réduisant ainsi de façon importante la probabilité de la découverte d'une fausse séquence. Ce facteur correctif devra aussi être appliqué à la synchronisation de sous-cycle, puisque le synchronisateur de sous-cycle ne recherche son code de synchronisation qu'une fois acquise la synchronisation de cycle et donc la phase de mot et de cycle.

Il n'est pas aisé, au cours des calculs relatifs à la synchronisation, de prendre en considération l'influence du bruit de transmission sur la boucle à verrouillage de phase du synchronisateur de bit pour aboutir, par exemple, à un déphasage du rythme digital, pouvant atteindre plusieurs bits. Nous savons pourtant que de tels effets existent et nous avons déjà vu l'emploi d'une fenêtre temporelle dans la logique de synchronisation de cycle, afin de parer au mieux à une telle éventualité.

Si le déphasage dépasse la largeur maximale de la fenêtre temporelle, il sera pris avantage de la réaction rapide du synchronisateur de mot (retour au mode de recherche) pour agir sur le synchronisateur de cycle (fig. 14, action 2) et le renvoyer aussi au mode de recherche. Nous avons déjà exposé les avantages d'une telle méthode de par la rapidité de la réacquisition de la synchronisation de cycle.

Une action similaire (action 3) sera entreprise au niveau supérieur de la synchronisation et est justifiée par les mêmes raisons : réacquisition rapide de la synchronisation de sous-cycle en ce cas.

Notons enfin que, réciproquement, le synchronisateur de cycle peut aider celui de mot (et c'est une nécessité dans le cas de la synchronisation de mot avec longueur de mot variable) dans le cas où il détecte une séquence acceptable et que le synchronisateur de mot en soit encore au mode de recherche. Lors de la détection d'un tel code de cycle, le synchronisateur de mot en recherche sera envoyé au mode de contrôle (action 4).

Ainsi il est possible d'améliorer grandement les performances en synchronisation par la considération d'un « synchronisateur de format intégré » au lieu d'une série de synchronisateurs indépendants.

Une voie extrêmement prometteuse est l'asservissement des caractéristiques de la synchronisation de bit aux résultats des tests de synchronisation exécutés par la synchronisation digitale, mais la théorie de tels asservissements n'a pas encore été clairement établie dans le cas le plus général.

D. CALCULS RELATIFS A LA SYNCHRONISATION DIGITALE

1. Généralités

A titre d'exemple, nous exposerons dans ce chapitre, les considérations numériques qui conduisent au choix des caractéristiques d'un code de synchronisation de cycle et des paramètres de la logique de synchronisation au sol.

Les calculs de synchronisation sont statistiques et supposent donc qu'une hypothèse de base rende compte des propriétés statistiques de l'information. Supposer que l'information est parfaitement aléatoire, c'est-à-dire que $P\xi\ (\xi = 1) = P\xi\ (\xi = 0) = \frac{1}{2}$ de façon indépendante du temps, se heurte à cette difficulté qu'il y a corrélation entre séquences (c'est la base même du principe de l'échantillonnage) et que, dans le cas de paramètres variant lentement (températures par exemple) ou en présence de conditions quasi statiques, la probabilité de reconnaître et d'accepter une fausse séquence de synchronisation est accrue dans des proportions considérables. Par contre la transmission alternée d'un code et de son complément binaire permet de retenir cette hypothèse que l'information est purement aléatoire puisque la corrélation recherchée est maintenant d'un cycle à l'autre celle d'une séquence et de son complément binaire.

Deux séries de considérations seront présentées : les calculs de performance du synchronisateur au sol pour une longueur de code et une longueur de cycle données, ainsi que le choix d'un code de synchronisation en fonction des caractéristiques de sa fonction d'auto-corrélation.

2. Performances du synchronisateur au sol

2.1. Mode de recherche

Nous avons vu que dans le mode de recherche, la fonction de corrélation du code attendu et d'une séquence de même longueur présente dans un registre à décalage, était effectuée une fois par bit jusqu'au moment de la détection d'un code « acceptable » c'est-à-dire qui ne diffère pas du code attendu d'un nombre d'erreurs supérieur à e_r.

Calculons la probabilité de reconnaître une fausse synchronisation de cycle P_e et celle de reconnaître le code réel P_r au cours d'une recherche d'un cycle. Notons que la probabilité de ne reconnaître aucun code P_n est :

$$P_n = 1 - P_e - P_r$$

Nous supposerons que la probabilité qu'un groupe de n bits corresponde à une séquence déterminée est indépendante de ce code, ce qui résulte de l'hypothèse que le train informationnel est purement aléatoire. Nous supposerons aussi que, lorsque la séquence de synchronisation n'est pas entièrement engagée dans le corrélateur, la probabilité pour que cette séquence corresponde à un code déterminé, est constante et égale à celle calculée pour une information purement aléatoire. Cela est une conséquence de l'emploi de séquence, pseudo-aléatoires comme codes de synchronisation.

Pour un cycle de m bits et un code de synchronisation de n bits, la probabilité pour qu'un groupe de n bits ressemble au code donné, à e_r erreurs près, est :

$$P_d(e_r) = \frac{\sum_{i=0}^{e_r} C_i^n}{2^n}.$$

On démontre que la probabilité de détecter une fausse séquence de synchronisation au cours d'un cycle est maximale si la recherche débute au bit 1 de ce cycle. Dans ces conditions, P_e peut être calculée :

$$P_e = 1 - [1 - P_d(e_r)]^{m-1}.$$

La probabilité de détecter la vraie séquence de synchronisation est :

$$P_r = (1 - P_e)\, P_c$$

où P_c est la probabilité que le code présente $e \leqslant e_r$ erreurs :

$$P_c = \sum_{i=0}^{e_r} (p)^i (1-p)^{n-i} C_i^n$$

où p est la probabilité d'erreur sur chaque bit due au bruit de la chaîne de transmission.

Rappelons que $P_n = 1 - P_e - P_r$.

Calculons ces probabilités de façon cumulative lors d'une recherche sur k cycles :

$$P_{ek} = P_e + P_n P_e + P_n^2 P_e + \ldots + P_n^{k-1} P_e$$

$$P_{ek} = \frac{P_e(1 - P_n^k)}{1 - P_n}$$

de même :

$$P_{rk} = \frac{P_r(1 - P_n^k)}{1 - P_n}$$

et :

$$P_{nk} = P_n^k.$$

Appelons R le rapport de la probabilité de détection d'un code réel à celle de détection d'une fausse séquence au cours d'une recherche portant sur k cycles :

$$R = \frac{P_{rk}}{P_{ek}} = \frac{P_r}{P_e} = \frac{P_c(1 - P_e)}{P_e}$$

R est indépendant du nombre de cycles sur lequel porte la recherche, notion par ailleurs bien prévisible.

Le nombre de cycles k nécessaire pour atteindre une probabilité $(1 - P_{nk})$ de détecter un code de synchronisation de cycle (vrai ou faux) au cours du mode de recherche est :

$$k = \frac{\ln P_{nk}}{\ln P_n}.$$

En résumé, une fois supposés la longueur du code, la longueur du cycle et le nombre d'erreurs tolérées, R peut être calculé en fonction de la probabilité d'erreur de bit due au bruit de transmission et k sera déduit de la probabilité de détection d'un code (vrai ou faux) dont la valeur souhaitée est fixée a priori. Les résultats de tels calculs sont groupés dans le tableau 15.

Par exemple, dans les conditions suivantes :

— Longueur du cycle : 720 bits,
— Longueur du code : 27 bits,
— Probabilité d'erreur de bit : 0,1
— Nombre d'erreurs tolérées : 3
— Probabilité de détecter un code en k cycles : 0,999.

nous obtenons : $k = 5{,}35$ cycles,
$R = 40{,}2$

Nous ferons en moyenne 40 décisions justes contre une décision fausse et l'intervalle moyen entre détections sera de 5,4 cycles.

Ce tableau comporte aussi les résultats relatifs à la recherche de l'un des deux codes possibles lorsque ceux-ci sont transmis de façon alternée (cas par exemple de la transmission alternée du code et de son complément).

Dans ce cas, la probabilité P_{da} pour qu'une séquence de n bits corresponde avec moins de $e_R + 1$ erreurs à l'un des deux codes attendus, est :

$$P_{da}(e_R) = 2P_d(e_R) - P_d(e_R)^2.$$

Le rapport R dans le mode de recherche est donc réduit de moitié environ lors d'une telle recherche, pour un nombre K de cycles à interroger sensiblement égal.

De tels tableaux permettent un choix optimal de la longueur du code de synchronisation, qui est par ailleurs soumise à d'autres contraintes (choix souhaitable d'une longueur multiple de la longueur de mot, choix d'une longueur pour laquelle existe un code présentant de bonnes caractéristiques d'auto-corrélation, etc.). Une fois fixée la longueur du code, ils permettront en outre une détermination optimale des

TABLEAU 15

CALCULS DE K ET DE R POUR UN CYCLE DE 720 BITS

Rapport signal/bruit (dB)	q	e_R	Transmission d'un code unique				Transmission alternée du code et de son complément	
			$n = 22$		$n = 27$		$n = 27$	
			K	R	K	R	K'	R'
7	0,01	0	4,23	$4{,}69^{+3}$	4,8	$1{,}42^{+5}$		
		1	1,74	$2{,}52^{+3}$	1,95	$6{,}47^{+3}$	1,97	$3{,}23^{+3}$
		2	1,00	$2{,}25^{+1}$	1,0	$4{,}91^{+2}$	1,11	$2{,}45^{+2}$
4	0,05	0	17,5	$1{,}89^{+3}$	23,7	$4{,}66^{+4}$	24,0	$2{,}33^{+4}$
		1	5,72	$1{,}80^{+2}$	7,38	$4{,}04^{+3}$	7,40	$2{,}02^{+3}$
		2	2,85	$2{,}03^{+1}$	3,63	$4{,}17^{+2}$	3,64	$2{,}08^{+2}$
		3	1,66	2,71	2,16	$5{,}37^{+1}$		
		4	0,97	$2{,}60^{-1}$	1,43	8,34		
		5		$1{,}00^{-3}$	0,925	1.38		
1	0,10	0	65,2	$5{,}56^{+2}$	111	$1{,}09^{+4}$	111	$5{,}45^{+3}$
		1	16,3	$8{,}75^{+1}$	25,7	$1{,}55^{+3}$	26,0	$7{,}76^{+2}$
		2	6,87	$1{,}39^{+1}$	10,4	$2{,}38^{+2}$	10,4	$1{,}19^{+2}$
		3	3,32	2,29	5,35	$4{,}02^{+1}$		
		4	1,57	$2{,}44^{-1}$	3,15	7.36		
		5	0,63	$1{,}00^{-3}$	1,83	1.32		
		6			1,43	$9{,}91^{-1}$		
	0,20	0	860	$4{,}32^{+1}$	2310	$4{,}51^{+2}$	2870	$2{,}24^{+2}$
		1	126	$1{,}24^{+1}$	340	$1{,}25^{+2}$	363	$6{,}23^{+1}$
		2	32,3	3,47	90,0	$3{,}54^{+1}$		
		3	9,67	$9{,}20^{-1}$	31,3	$1{,}02^{+1}$		
		4	2,93	$1{,}20^{-1}$	12,7	2,93		
		5	0,837	$7{,}01^{-3}$	5,20	$7{,}42^{-1}$		
		6			2,00	$9{,}41^{-2}$		

K : nombre de cycles de recherche pour atteindre une probabilité de synchronisation de 0,999.

R : rapport du nombre de synchronisations réelles à celui de fausses synchronisations.

q : probabilité d'erreur de bit.

u : longueur du code de synchronisation.

e_R : nombre d'erreurs tolérées dans le mode de recherche.

paramètres du synchronisateur principal en fonction du rapport signal/bruit de la chaîne de transmission ou de la probabilité d'erreur de bit correspondante.

La comparaison des paramètres K et R pour un code de 22 bits et un code de 27 bits indique, dans le cas de probabilités d'erreurs importantes (0,1), une augmentation du temps d'acquisition moyen dans un rapport 2 pour le code de 27 bits, mais un avantage certain en ce qui concerne la probabilité de synchronisation réelle (rapport de l'ordre de 20).

Afin de permettre l'acquisition de la synchronisation en présence de bruit important, il serait donc souhaitable d'adopter un code de 27 bits de préférence à celui de 22 bits.

Ce tableau illustre aussi le compromis qui est toujours à réaliser entre la durée moyenne d'acquisition de la synchronisation et la probabilité que le code détecté soit le bon. Pour un code de 27 bits et une probabilité d'erreur de bit de 0,05, un temps d'acquisition moyen de 23,7 cycles permettra dans 99,998 % des cas l'acquisition d'un code de synchronisation qui sera le bon avec une probabilité de 0,999. Ce pourcentage tombe à 88 % dans le cas où, en vue de réduire le temps d'acquisition moyen à 1,43 cycles, le nombre d'erreurs tolérées serait porté à 4.

En ce qui concerne l'application de tels calculs à la synchronisation de sous-cycle par code de recyclage, il y a lieu de faire l'hypothèse de l'acquisition préalable de la synchronisation de cycle. Cette hypothèse permet de simplifier le matériel sol, permet l'emploi de séquences binaires proportionnées au cycle de sous-commutation proprement dit, et par la réduction importante du nombre des observations au cours du mode de recherche, réduit en conséquence la probabilité de détection d'un faux code. Dans le cas d'un sous-commutateur de rapport 10 à 1 (voir tableau 16), le nombre d'observations au cours d'un sous-

TABLEAU 16

CALCULS DE K ET DE R LORS D'UN ENSEMBLE DE 10 OBSERVATIONS PAR SOUS-CYCLE DE RECHERCHE

Rapport S/B (dB)	q	e_R	Transmission à code unique				Transmission alternée du code et de son complément			
			$n = 9$		$n = 18$		$n = 18$		$n = 27$	
			K	R	K	R	K'	R'	K'	R'
7	0,01	0	2,72	$1{,}31^{+1}$	3,83	$2{,}43^{+4}$	3,83	$1{,}22^{+4}$	4,80	$5{,}11^{+6}$
		1	1,93	4,95	1,62	$1{,}51^{+3}$	1,62	$7{,}54^{+2}$	1,97	$2{,}33^{+5}$
		2							1,11	$1{,}963^{+4}$
		3							0,75	$2{,}256^{+3}$
4	0,05	0	6,45	9,00	13,6	$1{,}16^{+4}$				
		1	2,43	4,77	4,65	$1{,}19^{+3}$	4,65	$7{,}21^{+2}$	7,42	$1{,}45^{+5}$
		2	1,25	1,07	2,42	$1{,}59^{+2}$	2,41	$8{,}27^{+1}$	3,65	$1{,}50^{+4}$
		3			1,50	$2{,}86^{+1}$			2,10	$2{,}157^{+3}$
		4			1,11	6,63			1,49	$3{,}534^{+2}$
1	0,10	0	12,3	5,53	42,4	$4{,}37^{+3}$	42,4	$2{,}18^{+3}$	115	$3{,}90^{+5}$
		1	5,40	3,98	11,5	$6{,}90^{+2}$	11,5	$3{,}44^{+2}$	26	$5{,}58^{+4}$
		2	1,93	1,02	5,18	$1{,}24^{+2}$	5,18	$6{,}14^{+1}$	10,4	$8{,}59^{+3}$
		3	1,34	$7{,}65^{-2}$	2,93	$2{,}61^{+1}$			5,45	$1{,}46^{+3}$
		4			1,85	6,46			3,34	$3{,}12^{+2}$
	0,20	0	32,5	1,91	379	$5{,}24^{+2}$	379	$2{,}62^{+2}$	2845	$1{,}62^{+4}$
		1	9,43	2,23	65,5	$1{,}52^{+2}$	64,6	$7{,}58^{+1}$	365	$4{,}48^{+3}$
		2	3,45	7,93	21,4	$4{,}57^{+1}$	21,0	$2{,}27^{+1}$	92,5	$1{,}27^{+3}$
		3	2,53	$7{,}11^{-2}$	9,45	$1{,}45^{+1}$			34,3	$3{,}70^{+2}$
		4			4,90	4,76			16,1	$1{,}12^{+2}$
		5			2,80	1,55				

K : nombre de cycles de recherche pour atteindre une probabilité de synchronisation de 0,999.
R : rapport du nombre de synchronisations réelles à celui de fausses synchronisations.
q : probabilité d'erreur de bit.
n : longueur du code de synchronisation.
e_R : nombre d'erreurs tolérées dans le mode de recherche.

cycle de recherche n'est pas de $720 \times 10 = 7\,200$, mais de 10 seulement. Dans les calculs correspondants, nous supposerons donc $m = 10$.

Le gain correspondant se retrouve dans les résultats relatifs au facteur R. Pour un code de 27 bits alternant avec son complément binaire, avec $q = 0{,}01$, $e_R = 1$, $k = 1{,}97$, R est égal à $3{,}23 \times 10^{+3}$ pour une recherche sur 720 bits, tandis que $R = 2{,}33 \times 10^{+5}$ pour une recherche sur 90 bits consistant en 10 ($m = 10$) observations.

L'aide qu'une synchronisation primaire peut apporter à l'acquisition d'une synchronisation secondaire est donc appréciable et constitue un argument de poids pour l'adoption d'une synchronisation de mot, ce raisonnement étant directement applicable au cas de l'acquisition de la synchronisation de cycle après détection de la phase de mot.

2.2. MODE DE CONTROLE

Les caractéristiques du mode de contrôle ont été décrites dans le paragraphe 3 du chapitre C. Rappelons les deux paramètres à ajuster pour le mode de contrôle :

e_c = nombre d'erreurs tolérées par code,

x_c = nombre de cycles à contrôler.

Soit : P_{erc} la probabilité d'être verrouillé en fin de contrôle sur une séquence qui n'est pas le code réel et P_{rrc} celle d'avoir trouvé la vraie synchronisation, après recherche et contrôle sur x_c cycles.

$$P_{erc} = P_{ek}\,[P_d(e_c)]^{x_c}$$

$$P_{rrc} = P_{rk}\,[P_c(e_c)]^{x_c}.$$

TABLEAU 17

CARACTÉRISTIQUES DES MODES D'ACQUISITION
SYNCHRONISATION DE CYCLE PAR TRANSMISSION D'UN CODE DE 27 BITS

Rapport signal/bruit (dB)	Probabilité d'erreur de bit	Durée de l'acquisition de la synchronisation		Probabilités		Nombre d'erreurs tolérées		Nombre de codes contrôlés (X_C)
		nombre moyen	temps *	fausse synchronisation (P_{erc})	vraie synchronisation (P_{rrc})	En recherche (e_R)	En contrôle (e_C)	
7	0,01	6,8	34 ms	$4{,}26 \cdot 10^{-15}$	0,9988	0	3	2
4	0,05	25,7	128,5 ms	$1{,}89 \cdot 10^{-10}$	0,9987	0	6	2
1	0,10	27,7	138,5 ms	$2{,}40 \cdot 10^{-5}$	0,9980	1	9	2
		113	565 ms	$3{,}42 \cdot 10^{-5}$	0,9985	0	9	2
		113	565 ms	$1{,}22 \cdot 10^{-4}$	0,9989	0	10	2
	0,20	342	1,71 s	$1{,}22 \cdot 10^{-4}$	0,9684	1	10	2
		342	1,71 s	$9{,}83 \cdot 10^{-4}$	0,9802	1	10	1
		2312	11,56 s	$3{,}39 \cdot 10^{-5}$	0,9750	0	10	2

* Rythme digital : 144 000 bits par seconde. 1 cycle = 720 bits.

La liste des événements possibles au cours de ce mode de contrôle est loin d'être épuisée : le synchronisateur peut revenir au mode de recherche au cours de l'un quelconque des cycles de contrôle, allongeant considérablement le temps d'acquisition. Nous verrons en fait que la probabilité de tels événements est très faible et qu'une excellente approximation du temps d'acquisition de la synchronisation est (calculé en cycles) :

$s = k + x_c$ (k cycles en recherche, x_c, cycles en contrôle).

Le tableau 17 présente les résultats des calculs de s, P_{frc}, P_{vrc} pour diverses probabilités d'erreur de bit et divers réglages des paramètres e_r, e_c et x_c. On notera, en particulier, la probabilité extrêmement élevée de conclure heureusement le mode de contrôle une fois atteinte au cours du mode de recherche une probabilité de synchronisation (vraie ou fausse) déjà élevée (0,999 dans notre cas).

La probabilité de conclure le mode de recherche par un verrouillage sur un code erroné est, par contre, minime en comparaison de la précédente. Ce sont là deux caractéristiques essentielles d'une bonne logique d'acquisition de la synchronisation : maximisation de la probabilité de synchronisation correcte pour un temps d'acquisition donné, et minimisation de la probabilité de verrouillage sur une fausse séquence de synchronisation.

Le tableau 18 présente les résultats correspondants obtenus pour la synchronisation d'un sous-commutateur, de rapport 10 à 1 (voir tableau 16 pour les résultats du mode de recherche). Ces résultats ont été établis pour la transmission alternative d'un code de 27 bits et de son complément binaire. Nous avions vu, pour le mode de recherche, qu'une telle méthode entraînait une réduction dans le rapport 2 du paramètre R, sans pour cela réduire la probabilité de synchronisation dans des proportions dangereuses. Dans le mode de contrôle, cet inconvénient n'existera plus puisqu'il y a contrôle alternatif d'un code puis de l'autre. Tout se passe alors comme si un seul code était transmis et contrôlé avec cet avantage exceptionnel que les risques de synchronisation erronée dus à la rencontre d'une information quasi statique sont en pratique éliminés.

2.3 MODE DE VERROUILLAGE

Nous avons vu que le passage au mode de verrouillage ne se faisait qu'une fois établie une probabilité extrêmement bonne d'avoir détecté et vérifié la présence du vrai code de synchronisation. Le rôle du mode de verrouillage sera alors un rôle de protection contre des réceptions momentanément bruyantes et là encore, nous aurons à faire un compromis entre une certaine rigidité en présence d'erreurs momentanées et un retour rapide au mode de recherche dans le cas d'une perte complète de la synchronisation.

Les calculs de performance au cours du mode de verrouillage sont similaires aux calculs déjà exposés.

3. Choix d'un code de synchronisation

Nous avons vu qu'en l'absence d'une synchronisation de mot, la détermination de la phase de mot est assurée par le code de synchronisation de cycle qui doit présenter des caractéristiques d'auto-corrélation voisines de celles du bruit blanc d'où l'appellation générale de séquence pseudo-aléatoire.

Un code de longueur finie est une séquence de n bits, chaque bit de valeur $+1$ (« 1 » logique) ou -1

TABLEAU 18

CARACTÉRISTIQUES DES MODES D'ACQUISITION. SYNCHRONISATION DE SOUS-CYCLE PAR LA TRANSMISSION ALTERNÉE D'UN CODE DE 27 BITS ET DE SON COMPLÉMENT BINAIRE

Rapport signal/bruit (dB)	Probabilité d'erreur de bit	Durée de l'acquisition de la synchronisation		Probabilités		Nombre d'erreurs tolérées		Nombre de codes contrôles (X_c)
		Nombre moyen de sous-cycles	temps moyen *	Fausse synchronisation (P_{frc})	Vraie synchronisation (P_{vrc})	En recherche (e_R)	En contrôle (e_C)	
7	0,01	2,75	137 ms	$2{,}69 \cdot 10^{-13}$	0,9966	3	3	2
		3,97	199 ms	$2{,}60 \cdot 10^{-15}$	0,9984	1	3	2
		6,80	340 ms	$1{,}18 \cdot 10^{-16}$	0,9988	0	3	2
4	0,05	3,49	175 ms	$2{,}48 \cdot 10^{-8}$	0,9962	4	6	2
		5,65	282 ms	$5{,}85 \cdot 10^{-10}$	0,9987	2	6	2
		9,42	471 ms	$6{,}05 \cdot 10^{-11}$	0,9987	1	6	2
1	0,10	5,34	267 ms	$1{,}19 \cdot 10^{-5}$	0,9983	4	9	2
		7,45	372 ms	$2{,}55 \cdot 10^{-6}$	0,9979	3	9	2
		12,4	620 ms	$4{,}33 \cdot 10^{-7}$	0,9986	2	9	2
	0,20	18,1	905 ms	$2{,}23 \cdot 10^{-3}$	0,9783	4	13	2
		36,3	1,82 s	$1{,}32 \cdot 10^{-4}$	0,9893	3	11	2
		94,5	4,72 s	$1{,}97 \cdot 10^{-4}$	0,9976	2	13	2

* Rythme digital : 144 000 bits par seconde. 1 cycle = 720 bits. 1 s/cycle = 10 cycles.

(« 0 » logique). Deux fonctions d'auto-corrélation peuvent être définies :

$$c(k) = c_k = \sum_{i=1}^{n-k} (x_i)(x_{i+k})$$

fonction d'auto-corrélation apériodique, et

$$a(k) = a_k = c_k + c_{n-k}$$

qui intervient lorsque le code donné est transmis de façon cyclique comme c'est le cas dans les systèmes de communication et de radar à corrélation.

Une séquence optimale de synchronisation sera telle que la valeur absolue de la fonction d'auto-corrélation apériodique $c(k)$ pour $k \neq 0$ soit toujours inférieure à un maximum que l'on veut le plus réduit possible. On démontre que la valeur maximale de ck ($k \neq n$ ou 0) tend vers $\sqrt{n}$ lorsque le nombre aléatoire de bits dans la séquence croît indéfiniment. En considérant les coefficients c_k représentatifs de la fonction de corrélation du code attendu et du code reçu (sans erreur) accompagné de l'information, on fait l'hypothèse que la contribution de l'information à la fonction de corrélation n'est pas importante. Cela se justifie par le fait que l'information est supposée aléatoire et que le code attendu est lui-même pseudo-aléatoire.

Plusieurs catégories de codes satisfont au critère $|c_k|$ minimal pour $1 \leqslant k \leqslant n-1$ et présentent des caractéristiques d'auto-corrélation plus proches de celles du bruit blanc que des séquences obtenues par troncation d'un signal purement aléatoire.

Certains codes de longueur $n = 2^m - 1$ ou codes de longueur maximale, qui peuvent être produits par un registre à décalage avec des circuits de contre réaction présentent une fonction d'auto-corrélation périodique optimale puisque tous les coefficients a_k sont égaux à -1 sauf pour $k = 0$ ($a_0 = n$). De plus, leur fonction

TABLEAU 19

LIMITE SUPÉRIEURE OPTIMALE THÉORIQUE DES COEFFICIENTS c_k POUR DES CODES (TURYN)

N°	$\lvert c_k \rvert_{max}$	N°	$\lvert c_k \rvert_{max}$	N°	$\lvert c_k \rvert_{max}$	N°	$\lvert c_k \rvert_{max}$
1	1	11	1	21	3	31	4
2	1	12	2	22	3	32	4
3	1	13	1	23	3	33	4
4	1	14	2	24	3	34	—
5	1	15	2	25	—	35	4
6	2	16	2	26	—	36	4
7	1	17	2	27	—	37	—
8	2	18	3	28	2	38	—
9	2	19	3	29	—	39	—
10	2	20	2	30	4	40	—

d'auto-corrélation apériodique est bornée par des limites très basses. Les codes de longueur 3 et 7 proposés par BARKER en 1953 sont des codes de longueur maximale.

Toutes les permutations circulaires d'un code quelconque présentent les mêmes coefficients d'auto-corrélation a_k (à une translation près), mais sont caractérisées par des fonctions d'auto-corrélation apériodiques $c(k)$ différentes. Le problème sera donc d'« ouvrir » la séquence binaire au bon endroit afin d'obtenir des coefficients c_k de valeurs absolues aussi voisines de zéro que possible (voir tableau 19). Nous verrons que s'il existe des techniques mathématiques permettant la dérivation de codes cycliques, l'« ouverture » d'un code cyclique est une affaire d'intuition (avec tout de même quelques règles générales) et les coefficients c_k du code obtenu doivent être vérifiés avant que ne soit décidée l'adoption d'un code.

On démontre qu'il ne peut exister de code de longueur n impaire, avec $n > 13$, qui puisse présenter des coefficients c_k avec $|c_k| \leqslant 1$. Pour des longueurs paires, n doit être un carré parfait et les séquences les plus courtes remplissant ces conditions ont pour longueurs $n = 144$ et $n = 400$.

Les codes de Barker de 3, 7 et 11 bits (B_3, B_7, B_{11}) (voir tableau 20) présentent des coefficients c_k de

TABLEAU 20

CODES PRÉSENTANT DES COEFFICIENTS c_k DE FAIBLES VALEURS ABSOLUES

	LONGUEUR DU CODE (= C_0)													
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	C_0
1	+	−1	0	−1	0	−1	0	+1	+2	−1	0	+1	0	C_1
2	+	−	−1	0	+1	0	−1	+2	+1	−2	−1	0	+1	C_2
3•	+	+	−	+1	0	+1	0	+1	−2	−1	0	+1	0	C_3
4	+	+	−	+	+1	−2	−1	−1	−1	0	−1	+2	+1	C_4
5	+	+	+	−	+	−1	0	−1	−2	+1	0	−3	0	C_5
6	+	+	−	+	−	−	−1	−2	−1	+2	−1	−2	+1	C_6
7•	+	+	+	−	−	+	−	−1	0	−1	0	−1	0	C_7
8	+	+	+	+	−	+	−	−	−1	0	−1	−2	+1	C_8
9	+	+	+	+	−	−	−	+	−	−1	0	−1	0	C_9
10	+	+	+	−	−	+	+	−	+	−	−1	0	+1	C_{10}
11•	+	+	+	−	−	−	+	−	−	+	−	−1	0	C_{11}
12	+	+	+	+	−	−	+	−	−	−	+	−	+1	C_{12}
13	+	+	+	+	+	−	−	+	+	−	+	−	+	C_{13}

TABLEAU 21

QUELQUES CODES OPTIMISES DE LONGUEURS 18 À 31 BITS

K	EMR 18		W 18		T.I. 19		B_{11} + B_{11}		W 22		T.I. 23		c_k
	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	Code	c_k	
0		18		18		19		22		22		23	c_0
1	+	−3	+	−1	+	−2	+	+1	+	+3	+	0	c_1
2	+	−2	+	+4	+	−1	+	−2	+	+4	+	−1	c_2
3	−	+1	+	+1	+	0	+	+1	+	+5	−	−2	c_3
4	+	0	+	0	−	+1	−	−2	+	−2	−	−1	c_4
5	−	−1	−	+3	+	−2	−	+1	+	+5	+	−2	c_5
6	+	0	+	0	−	+1	−	−2	−	0	+	−3	c_6
7	−	+1	−	−1	+	0	+	+1	−	+3	−	−2	c_7
8	−	−2	−	0	−	−3	−	−2	+	0	−	−1	c_8
9	−	+1	+	+1	−	0	−	+1	−	−1	+	0	c_9
10	−	0	−	−2	−	−1	+	−2	−	+4	−	−1	c_{10}
11	+	+1	+	−1	−	+2	−	−1	+	−3	+	+4	c_{11}
12	+	−2	−	−2	+	−1	−	0	−	−2	−	−5	c_{12}
13	−	−1	−	−1	+	−2	−	+1	+	−1	−	0	c_{13}
14	−	+2	−	−2	−	+1	−	0	−	−2	−	−1	c_{14}
15	+	−3	+	−3	−	−2	+	+1	−	−1	−	0	c_{15}
16	−	0	−	−2	+	−1	+	0	−	−2	+	+1	c_{16}
17	−	+1	−	−1	−	0	+	+1	−	−3	+	+2	c_{17}
18	+		−		−	+1	−	0	+	−4	+	+1	c_{18}
19					+		+	+1	−	−3	+	0	c_{19}
20							+	0	−	−2	+	+1	c_{20}
21							−	+1	−	−1	−	0	c_{21}
22							+		−		+	−1	c_{22}
23											−		c_{23}

Note : W = Williard ; T.I. = Texas Instruments ; B = Barker ; EMR = Electro-Mechanical Research.

valeurs absolues inférieures à celles de tous les autres codes de même longueur et ont été très utilisés pour la synchronisation de signaux de télémesures PCM. Pour des codes de synchronisation de longueur plus importante, diverses combinaisons des codes de Barker ont été utilisées (pour un code de 33 bits par exemple, il est proposé une séquence B_{11}, B_{11}, B_{11}) de façon purement empirique (voir tableau 21).

La théorie des codes de Legendre permet, par contre, la formation systématique de codes de longueur p (où p est un nombre premier) présentant d'excellentes propriétés d'auto-corrélation (voir tableaux 22 et 23).

Les séquences de Legendre ont été découvertes par ZIERLER qui remarqua que de telles séquences issues de congruences quadratiques, possédaient des fonctions de corrélations caractéristiques des codes pseudo-aléatoires. TURYN put démontrer que la plupart des séquences de Legendre présentaient des coefficients de corrélation apériodique c_k de valeurs absolues très réduites.

Une congruence quadratique est un ensemble de nombres défini de la façon suivante :

Nous dirons qu'un nombre x fait partie d'une congruence quadratique (modulo P) s'il existe un nombre m satisfaisant à :

$$x^2 - m = \text{multiple de } p$$

ou :

$$x^2 = m \text{ (mod. } p).$$

S'il existe un tel x, le nombre m correspondant est un résidu quadratique (modulo p). On peut rassembler un sous-ensemble de ces résidus en considérant tous les nombres m avec $1 \leqslant m \leqslant p-1$. On démontre que dans un tel sous-ensemble, il y aura autant de nombres appartenant au sous-ensemble que de nombres n'y appartenant pas lorsque p est un nombre premier impair.

La séquence de Legendre correspondante sera formée de + et de − ; un + correspondant à un nombre appartenant au sous-ensemble des résidus

TABLEAU 22

QUELQUES CODES DE LEGENDRE

k	L 17			L 19			L 23			L 31		
	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k
0		+17			+19			+23			+31	
1	−	−2	−3	+	0	−1	−	0	−1	−	0	−1
2	−	−3	−3	+	+1	−1	+	−3	−1	−	+1	−1
3	−	+2	+1	+	0	−1	+	0	−1	−	+2	−1
4	+	−3	−3	+	−1	−1	−	+1	−1	+	+1	−1
5	+	+2	+1	−	−2	−1	−	−2	−1	−	0	−1
6	−	+3	+1	+	−3	−1	+	−3	−1	+	−1	−1
7	−	0	+1	−	−2	−1	+	0	−1	−	0	−1
8	−	−1	−3	+	−1	−1	−	−1	−1	+	+1	−1
9	+	−2	−3	−	−2	−1	−	−2	−1	+	−4	−1
10	−	+1	+1	−	+1	−1	+	−1	−1	+	−1	−1
11	+	−2	+1	−	0	−1	−	+2	−1	−	0	−1
12	+	−1	+1	−	+1	−1	+	−3	−1	−	−1	−1
13	−	0	−3	+	+2	−1	−	0	−1	−	+2	−1
14	+	−1	+1	+	+1	−1	−	+1	−1	−	−1	−1
15	+	0	−3	−	0	−1	−	0	−1	+	0	−1
16	−	−1	−3	+	−1	−1	−	−1	−1	−	−1	−1
17	+			+	−2	−1	+	+2	−1	−	0	−1
18				−	−1	−1	+	+1	−1	+	−3	−1
19				−			+	−2	−1	−	0	−1
20							+	−1	−1	−	−1	−1
21							+	+2	−1	+	0	−1
22							−	−1	−1	+	+3	−1
23							+			+	−2	−1
24										−	−1	−1
25										+	0	−1
26										+	−1	−1
27										−	−2	−1
28										+	−3	−1
29										+	−2	−1
30										+	−1	−1
31										+		

TABLEAU 23

k	L 43			L 47		
	Code	c_k	a_k	Code	c_k	a_k
0		43			47	
1	+	0	−1	−	0	−1
2	+	+1	−1	+	−3	−1
3	+	0	−1	−	0	−1
4	−	−1	−1	+	−1	−1
5	+	−2	−1	+	−2	−1
6	+	+3	−1	+	+1	−1
7	+	0	−1	−	+2	−1
8	+	+3	−1	−	−3	−1
9	+	−2	−1	+	−4	−1
10	−	−3	−1	−	−3	−1
11	−	−2	−1	−	+2	−1
12	−	−1	−1	+	−3	−1
13	+	−4	−1	+	0	−1
14	−	+1	−1	−	−1	−1
15	+	−2	−1	+	−4	−1
16	+	−3	−1	+	−3	−1
17	+	−4	−1	−	0	−1
18	−	−1	−1	−	+1	−1
19	−	−2	−1	−	0	−1
20	−	+1	−1	+	+1	−1
21	−	−2	−1	−	−4	−1
22	−	+1	−1	+	+1	−1
23	+	−2	−1	−	+2	−1
24	−	+1	−1	+	−3	−1
25	−	0	−1	+	−2	−1
26	−	+3	−1	−	+3	−1
27	+	+2	−1	−	−2	−1
28	+	+1	−1	−	−1	−1
29	−	−2	−1	−	−2	−1
30	+	+3	−1	+	−1	−1
31	−	0	−1	−	+2	−1
32	+	+1	−1	−	+3	−1
33	+	+2	−1	−	0	−1
34	−	+1	−1	−	−1	−1
35	+	−4	−1	+	+2	−1
36	+	−1	−1	+	−3	−1
37	−	−4	−1	+	+2	−1
38	−	+1	−1	+	+3	−1
39	+	0	−1	+	+2	−1
40	−	−1	−1	−	−3	−1
41	+	−2	−1	+	−2	−1
42	−	−1	−1	+	+1	−1
43	−			+	0	−1
44				+	−1	−1
45				−	+2	−1
46				−	−1	−1
47				+		

quadratiques (modulo p), un − correspondant à un nombre ne faisant pas partie du sous-ensemble.

On démontre que si p est un nombre premier impair,

Coefficient de Legendre = + si $m^{\frac{P-1}{2}} = +1$ (mod. p)

Coefficient de Legendre = − si $m^{\frac{P-1}{2}} = -1$ (mod. p).

Calculons, par exemple, la séquence de Legendre pour $p = 5$:

$$\begin{array}{lll} m = 1 & 1^2 - 1 = 0 = 0 \times 5 & - \\ m = 2 & 2^2 + 1 = 5 = 1 \times 5 & + \\ m = 3 & 3^2 + 1 = 10 = 2 \times 5 & + \\ m = 4 & 4^2 - 1 = 15 = 3 \times 5 & - \end{array}$$

Le code correspondant est donc − + + −. Plusieurs autres théorèmes de la théorie des nombres peuvent être appliqués à la recherche de tels codes, pour n'importe quel p, comme par exemple, un théorème faisant état de la symétrie des séquences $p = 4q+1$ ou de la symétrie inverse des séquences $p = 4q+3$ (voir le tableau 20).

Une fois trouvée une séquence cyclique de longueur donnée (pour des séquences de longueur impaire, ajouter le coefficient correspondant à $m = 0$ qui peut être à volonté + ou −), il faudra l'« ouvrir » de façon que les coefficients d'auto-corrélation apériodique c_k soient minimisés. Permuter circulairement une séquence de Legendre du 1/4 de sa longueur donne généralement d'excellents résultats.

Pour $p = 11$ par exemple, la séquence naturelle de Legendre, augmentée d'un − est :

− + − + + + − − − + −

déplaçons-la circulairement de 3 bits sur la gauche :

+ + + − − − + − − + −

pour obtenir le code B_{11}.

Il y a beaucoup d'empirisme, mais une bonne règle générale est d'éviter à tout prix d'introduire des séquences trop symétriques lors de telles manipulations.

Les codes de Legendre de longueur $p = 4q+3$ ont été calculés pour des longueurs allant jusqu'à 47 bits et présentent des coefficients c_k inférieurs en valeur absolue à toute autre séquence de même longueur. Les codes de Legendre de longueur $p = 4q+1$ sont aussi extrêmement valables. Ces codes peuvent être aisément calculés pour toute valeur p, p étant un nombre premier.

Un inconvénient réside dans le fait que ces codes ne peuvent être calculés que pour des nombres premiers. Pour obtenir un code d'une longueur donnée, il suffit cependant de modifier légèrement le code de Legendre de la longueur la plus proche, par addition de bits ou troncation, opérations qui ne déprécieront pas de façon importante les caractéristiques d'auto-corrélation du code original.

Le critère employé pour caractériser un bon code de synchronisation a été celui de la minimisation de la valeur absolue des coefficients c_k ($k \neq 0$). De tels codes ont généralement une distribution des c_k symétrique par rapport à zéro et la corrélation du code et de son complément binaire présentera de très faibles excursions positives, propriété qui est très précieuse lors de l'emploi, dans le même format, d'une séquence de synchronisation et de son complément binaire.

Au cas où le code seul serait utilisé, une séquence qui présenterait des coefficients d'auto-corrélation apériodique largement négatifs sans coefficients positifs importants, serait mieux immunisé contre le bruit lorsque le code entre progressivement dans le corrélateur.

La recherche, en particulier, d'un c_1 très négatif protégera efficacement contre une erreur en phase. Remarquons toutefois qu'aucun gain ne sera réalisé au cours du mode de recherche, lors de la corrélation du code et de l'information, supposée aléatoire. Ces codes, de plus, ne se prêteront pas à l'emploi alterné de la séquence et de son complément binaire et ne seront choisis que pour des applications très particulières.

4. Conclusion

Les quelques calculs rapidement exposés au cours du paragraphe précédent soulignent bien cet avantage essentiel des télémesures codées qui est de permettre l'évaluation a priori des performances de la synchronisation digitale. Les calculs statistiques assurent le réglage des paramètres des boucles de synchronisation digitales à des fins d'optimisation de l'acquisition, en présence de différents rapports signal/bruit. Ils permettront la détermination de la longueur des séquences de synchronisation qu'il faudra associer à un format donné, la composition exacte de la séquence étant déterminée par d'autres considérations qui relèvent de la théorie de la corrélation.

CORRIGENDA

En raison des congés universitaires, deux des auteurs d'articles parus dans *l'Onde Electrique* de juillet-août 1965, n'ont pas pu relire leurs mises en pages avant la mise sous presse et nous prient de bien vouloir demander à nos lecteurs d'apporter aux textes parus les modifications suivantes :

***

1) Article de P.G. DE GENNES

PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DES SUPRACONDUCTEURS DE DEUXIÈME ESPÈCE

Page	*Col.*	*Ligne*	*Au lieu de*	*Lire*
926	1	— 9 à — 11	...et l'aimantation diamagnétique décroît...lorsque le champ augmente.	(supprimer)
		— 8	... l'aimantation devient nulle.	... la pénétration est totale.
927	2	1	1,6	1,69
928	1	5	L'énergie f... s'écrit :	(supprimer)
		9	représentant ... du supraconducteur	(supprimer)
	2	1	de validité même du modèle...	avec...
929	1	24 et dans les formules 11, sans n°, 12 et 13	J	$\mathcal{J}$
	2	10	Il est raisonnable de supposer que	(supprimer)
		16 et 17	La durée de vie... ordre de grandeur	A cette énergie, on peut associer un temps caractéristique τ.
		18 et 20	=	~
		— 11	... de nombreux...	... certains ...
		nota	(ajouter)	Pour une discussion plus détaillée, voir [5].
930	1	30	...au moins à courte...	...à assez longue...
		— 5 — 6	...un moment global :	...une densité macroscopique de courant :
931	1	11	(ajouter)	Des résultats récents dans ce domaine ont été obtenus en déplaçant une fine sonde de bismuth dans une fente à l'intérieur du spécimen [6].
	2	4	$\nu = \nu_0 e[^{x-f}\rho^4/kT_B]$	$\nu = \nu_0 \exp[(\alpha-f)\rho^4/k_BT]$
		bibliographie	(ajouter)	[6] MERENDA et DE BOTTON. Comptes rendus de l'Acad. des Sciences de Paris (à paraître)

2) Article de Y. ANGEL

ASPECTS NOUVEAUX DE LA TRANSMISSION DE TÉLÉVISION A GRANDE DISTANCE : LIAISONS TERRIENNES ET PAR SATELLITES

Page	*Col.*	*Ligne*	*Au lieu de*	*Lire*
981	2	1	circuit	bruit
981	1	10 de légende de figure	$RC < 0{,}33\ \mu s$	$RC = 0{,}33\ \mu s$
	2	- 5	fonctionnement	fonctionnant
983	1	formule (9)	$C = 2{,}30$ bauds	$C = 2{,}30\ B$ bauds
	1	1 de note (5)	τ_i	$\bar{\tau}_i$
984	2	17	$2\pi/\lambda$	$\lambda/2\pi l$
	2	formule (22)	3.10^{-2} rd	3.10^{-2}
985	1	Note (6)		...c'est-à-dire à la moitié de l'angle entre les zéros...
987	1	3	...contre-réaction en fréquence...	... contre-réaction en fréquence dans le récepteur...
	2	24 à 37	remplacer l'alinéa par :	Le satellite, de surface Σ, rerayonnant omnidirectionnellement la puissance recueillie, le signal reçu correspond à la fraction de cette puissance captée par l'aérien récepteur de surface S, à la distance r_2 :
990	1	— 9	5 650	5 680
	2	— 9	ses	leurs

Création du Groupe régional Toulouse-Midi-Pyrénées

L'Assemblée Générale pour la mise en place du Groupe Toulouse-Midi-Pyrénées de la SFER s'est tenue le vendredi 15 octobre à l'Institut National des Sciences Appliquées sous la présidence de M. le Directeur général G. DUPOUY, Membre de l'Institut, ancien Président national de la SFER, avec la participation de M. le Professeur GRIVET, Président national de la SFER et de nombreuses personnalités des milieux universitaire et industriel, parmi lesquelles nous citerons les Professeurs Y. BERNARD, Conseiller scientifique de la Direction des Enseignements Supérieurs, E. DURAND, Directeur de l'Institut de Calcul Numérique, Président du Groupe régional de la Société Française de Physique, J. FARRAN, Directeur Général de l'INSA, Président de l'Union des Ingénieurs de la région toulousaine, M. TEISSIE-SOLIER, Directeur technique à l'ENSEEHT, Secrétaire du Groupe régional de la Société Française des Electriciens.

M. le Directeur général G. DUPOUY, dans son allocution, insista sur le développement exceptionnel de l'Université de Toulouse, sur les moyens très importants dont dispose cette Université et sur le rôle que peut jouer, dans le cadre de la décentralisation, le nouveau groupe régional de la SFER.

M. le Président GRIVET, à son tour, rappela tout d'abord l'importance de l'Électronique dans tous les domaines de la Science, souligna la vocation aéro-spatiale de Toulouse, véritable capitale scientifique et ajouta qu'il se félicitait de participer à la création d'un groupe de la SFER susceptible, dans son cadre régional, de contribuer à l'action que mène la Société sur le plan national.

La parole revenait ensuite à M. le Professeur J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire de Génie Électrique, auquel le Conseil d'Administration de la SFER avait demandé de promouvoir la création du Groupe régional et d'en assurer la présidence du Bureau provisoire.(*)

Dans son allocution, le Professeur J. LAGASSE, après avoir remercié M. le Président GRIVET de sa présence à cette première Assemblée générale, rappela tout d'abord le vaste champ d'applications de l'Électronique, véritable science groupant à côté de ses aspects traditionnels (Télécommunications, Radioélectricité, Télévision), d'autres centres d'intérêt non moins fondamentaux : Calculateurs électroniques, Informatique, Automatique, Electronique nucléaire et corpusculaire, Composants, etc.

Il montra ensuite l'importance des moyens d'études réunis à Toulouse en énumérant les divers centres de recherche rattachés à la Faculté des Sciences, au Centre National de la Recherche Scientifique, à l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique et d'Hydraulique de Toulouse et à l'Institut National des Sciences Appliquées, et les Établissements d'Enseignement constitués par la Faculté et les Écoles d'Ingénieurs.

Ce Groupe régional de la SFER s'installant à côté de groupes plus chevronnés (Société Française des Électriciens, Société Française de Physique, Union Nationale des Ingénieurs de la région toulousaine) devrait, ajoutait-il, travailler en symbiose avec ses aînés.

Il attira ensuite l'attention de son auditoire sur l'un des objectifs essentiels du groupe : la contribution qu'il doit apporter au développement industriel de l'Électronique à l'échelon local et régional.

En terminant, M. LAGASSE présenta ses différents collaborateurs du Bureau provisoire : M. le Professeur CAMBOU qui assurera la vice-présidence du Bureau, M. le Professeur CASSIGNOL qui remplira le rôle de Secrétaire général, M. DESMOUTIER, qui sera chargé des fonctions de trésorier.

A l'issue de cette Assemblée constitutive, le Bureau du Groupe régional tînt à remercier tous ceux qui ont bien voulu honorer de leur présence cette première réunion et prie les personnes désireuses d'adhérer à la SFER ou de participer aux diverses manifestations qu'organisera le Groupe régional de s'adresser au « Secrétaire général du Groupe régional de la SFER, 2, rue Camichel, Toulouse ».

(*) Le texte complet de l'allocution de M. le Professeur LAGASSE sera publié dans un prochain numéro de *l'Onde Electrique*.

Lucien LÉVY
1892-1965

Lorsque, prévenu par un coup de téléphone de Paris, M. AISBERG, Président du Syndicat International de la Presse Technique et membre du Conseil de notre Société, annonça au IVe Symposium international de Télévision, à Montreux, la mort de Lucien LÉVY, l'assemblée fut consternée. M. AISBERG qui avait vu à Paris, peu de temps auparavant, Lucien LÉVY dans le modeste appartement qu'il occupait avec sa femme, avenue de Suffren, a prononcé, au pied levé, quelques paroles émues retraçant la vie de cet inventeur génial. Une minute de silence suivit.

C'est en effet le 24 mai 1965 que s'est éteint à l'âge de 73 ans celui qui est l'inventeur, trop souvent ignoré, du montage superhétérodyne, universellement employé dans tous les récepteurs de radio et de télévision depuis près de 50 ans. Ce n'est pas à nos lecteurs que nous vanterons les mérites d'une telle découverte. Pour les amateurs de documents d'archives, nous nous contenterons de leur montrer un des oscillogrammes relevé en 1918 par Lucien LÉVY à l'aide d'un de ses premiers récepteurs superhétérodynes, dans une barraque de bois de la Télégraphie Militaire, au Champ de Mars, pendant l'émission du Poste de la Tour Eiffel qui, à l'époque, rayonnait 100 kW ; les signaux émanaient d'un émetteur nord-américain : les « anciens » seuls pourront dire quel tour de force cela représentait à l'époque.

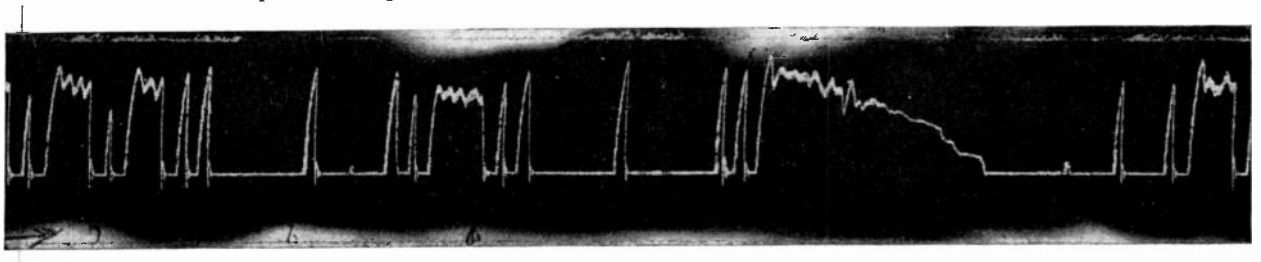
Né le 11 mars 1892, Lucien LÉVY fit ses études à Paris au Collège Rollin, puis au Collège Chaptal. L'École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles lui donna son diplôme d'Ingénieur.

Devenu chef du laboratoire de la Radio Télégraphie Militaire de la Tour Eiffel en 1916, il fait partie de la brillante équipe que sut réunir autour de lui Gustave FERRIÉ, alors colonel du Génie. Lucien LÉVY travaille avec acharnement, il réalise successivement le premier amplificateur B.F., permettant l'écoute des conversations téléphoniques ennemies, la télégraphie par le sol, la fameuse TPS de la grande guerre, dès 1916, le premier récepteur d'avion à tubes à vide, le premier poste de TSF pour automobile.

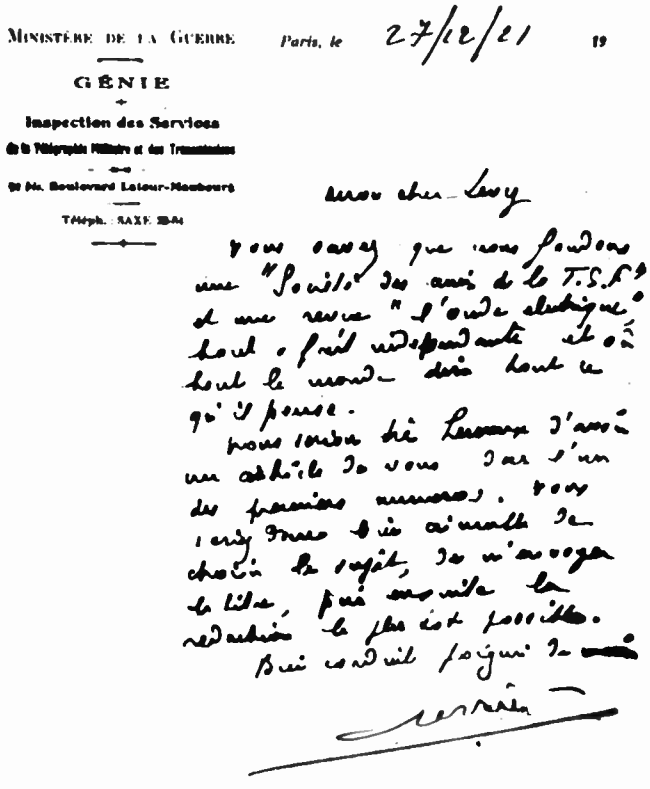
Enfin, en août 1917, il rédige le brevet du superhétérodyne. Par l'acceptation de son brevet dans tous les pays à examen préalable, les Etats-Unis et l'Allemagne, notamment, Lucien LÉVY s'assure la priorité indiscutable de cette invention fondamentale du récepteur à changement de fréquence dont bien d'autres, par la suite, ont cherché à s'attribuer la paternité.

Peu après sa démobilisation, Lucien LÉVY fonde en 1920 les Établissements RADIO L.L. qui réalisent les premiers récepteurs à lampes du début de la radiodiffusion. En 1922, c'est un récepteur à amplification haute fréquence avec circuits accordables au moyen de noyaux de fer réglables ; en 1924, c'est le premier superhétérodyne « grand public » réalisé en blocs séparés ; en 1925, c'est le superhétérodyne à commande unique.

Sous l'impulsion de Lucien LÉVY, RADIO L.L. étudie et réalise du matériel « professionnel », citons simplement le radio-compas à cadre tournant qui date de 1924 et l'équipement radioélectrique de



Oscillogramme des signaux d'un émetteur américain enregistré au Champ-de-Mars en 1918 par Lucien LÉVY pendant l'émission du poste de la Tour Eiffel. Document remis par la France en 1965 au Musée des Télécommunications de Léningrad



MINISTÈRE DE LA GUERRE
GÉNIE
Inspection des Services
de la Télégraphie Militaire et des Transmissions
96 Bis, Boulevard Latour-Maubourg
Téléph. SAXE 38-44

Paris, le 27/12/21 19

Mon cher Lévy

Vous savez que nous fondons une "Société des amis de la T.S.F." et une revue "l'Onde électrique" tout à fait indépendante et où tout le monde dit tout ce qu'il pense.

Nous voulons bien croire d'avance à votre bonne volonté et vous demander un article pour un des premiers numéros. Vous serez donc bien aimable de choisir le sujet, de m'envoyer le titre, puis envoyer la rédaction le plus tôt possible.

Bien cordialement à vous

Ferrié

Lettre autographe du Général FERRIÉ à L. LÉVY

l'avion avec lequel MERMOZ a ouvert la route de l'Atlantique Sud, en 1930.

Entre temps, Lucien LÉVY invente en 1924 l'antenne horizontale dipôle à feeder et, en 1925, l'antenne en V, les antennes polyphasées, l'antenne dipôle repliée, etc. Dès 1924, l'antenne à polarisation horizontale permet à Lucien LÉVY d'obtenir des résultats confirmant expérimentalement l'existence de la couche ionisante de Heaviside.

Lucien LÉVY collabore à *l'Onde Électrique,* il figure parmi les premiers rédacteurs d'articles et la lettre, de la main même du Général FERRIÉ, et que nous reproduisons en fac-similé, annonce, dès décembre 1921, la création de notre revue « tout à fait indépendante et où tout le monde dit tout ce qu'il pense », formule qui est toujours restée la sienne.

Débordant d'activité, Lucien LÉVY se préoccupe dès 1922 de l'organisation syndicale de l'industrie de la radio, alors toute récente. La même année, il préside la Chambre Syndicale de la TSF et en 1925, il devient Président du Syndicat Professionnel des Industries Radioélectriques (SPIR).

Il fonde enfin l'un des premiers postes de radiodiffusion privés, RADIO L.L., qui émettra régulièrement jusqu'en 1940.

Lucien LÉVY dut, pendant l'occupation allemande, vivre dans la clandestinité, mais aussitôt qu'il le put, il reprit ses travaux ; de 1943 à la fin de sa vie, il s'est penché sur les problèmes fondamentaux de la physique et a bâti une nouvelle théorie de la structure de l'électron qui a retenu l'attention du monde scientifique. En 1950 encore, Lucien LÉVY faisait breveter un système original de servo-mécanisme.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'étalon Cs2 en 10^{-10}

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Septembre 1965	GBR 16 kHz
1	−149,6
2	−151,6
3	−150,0
4	−147,8
5	−150,0
6	−150,7
7	−150,3
8	−149,8
9	−149,7
10	−150,7
11	−149,8
12	−149,8
13	−148,3
14	−148,9
15	−150,2
16	−151,0
17	−150,7
18	−150,7
19	−150,7
20	−150,1
21	−150,5
22	−150,7
23	−150,0
24	−150,2
25	−150,3
26	−150,9
27	−150,5
28	−150,4
29	−149,6
30	−149,6

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb2. Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs2.

— ERRATUM. Dans le tableau du mois d'août 1965.

Le 4 août, la valeur de GBR doit être lue *−151,8* et non −149,6.

PUBLICATIONS

NOUVELLES PUBLICATIONS DE L'U.I.T.

L'U.I.T. nous informe qu'elle vient de publier la 3e édition de la *Nomenclature des stations de radiodiffusion fonctionnant dans les bandes au-dessous de 5 950 kHz.*

Cette Nomenclature comprend les stations dont les assignations de fréquence figurent dans la Liste internationale des fréquences, autre document publié par l'U.I.T.

Ce document trilingue (français, anglais, espagnol) d'environ 180 pages est accompagné d'Observations et Explications et sera tenu à jour par des suppléments récapitulatifs semestriels.

Le prix de vente de cette publication est de 15 *francs suisses.*

L'U.I.T. vient également de publier la *3e édition de la Liste internationale des fréquences.* Elle a été établie dans la forme prévue à l'Appendice 9 au Règlement des radiocommunications (Genève, 1959).

Ce document comprend les états signalétiques des assignations de fréquence inscrites dans le Fichier de référence international des fréquences à la date du 1er février 1965. Il est tenu à jour au moyen de suppléments récapitulatifs trimestriels.

Il se compose d'une préface et quatre volumes. La Préface a été publiée séparément en langues française, anglaise et espagnole. Le volume IV a été édité en quatre fascicules distincts qui peuvent être livrés séparément. Les titres et en-têtes des colonnes des Volumes I à IV figurent en langues française, anglaise, espagnole, russe et chinoise.

Le prix de vente a été fixé comme il suit :

Préface aux quatre volumes, en langues française, anglaise ou espagnole ..... 11 F.S.

Volume I. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 10 et 4 995 kHz .... 80 F.S.

Volume II. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 4 995 et 9 995 kHz .. 90 F.S.

Volume III. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 9 995 et 28 000 kHz .. 80 F.S.

Volume IV, Partie A. — Assignations de fréquence dans les bandes comprises entre 28 et 50 MHz, à l'exclusion des stations de radiodiffusion ..... 11 F.S.

Volume IV, Partie B. — Assignations de fréquence, de la Région 1 dans les bandes comprises entre 50 et 40 000 MHz, et assignations de fréquence aux stations de radiodiffusion de la Région 1 dans les bandes comprises en 28 et 50 MHz.. 30 F.S.

Volume IV, Partie C. — Assignations de fréquence de la Région 2 dans les bandes comprises entre 50 et 40 000 MHz ..... 22 F.S.

Volume IV, Partie D. — Assignations de fréquence de la Région 3 dans les bandes comprises entre 50 et 40 000 MHz, et assignations de fréquence aux stations de radiodiffusion de la Région 3 dans les bandes comprises entre 28 et 50 MHz ..... 12 F.S.

Ces publications sont en vente à l'Union Internationale des Télécommunications, Place des Nations, 1211 Genève 20 (Suisse).

PUBLICATIONS RÉCENTES DU SERVICE DE DOCUMENTATION SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE DE L'ARMEMENT (SEDOCAR)

On trouvera ci-après une partie des travaux du SEDOCAR à la date de mai 65, non soumis à des restrictions de diffusion :

PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

PST. N° 410. — Contribution à l'étude de l'écoulement variable accompagnant la vidange brusque d'une retenue, par Y. CAVAILLÉ.
165 pp., 11 fig., 86 pl., 12 tabl., 16 réf. bibliogr., 48 F.

PST. N° 411. — Contribution à l'étude de la thermocinétique : la détermination des constantes thermiques des solides au moyen des méthodes de régime variable, par J. MARTINET, préface de M. VÉRON.
210 pp., 49 fig., 18 tabl., 11 pl., 334 réf. bibliogr., 63 F.

PST. N° 412. — Propriétés physiques des polycristaux considérées comme des valeurs moyennes de celles de monocristaux, par F. GALLISSOT et R. VERGNE.
102 pp., 4 fig., 15 tabl., 7 réf. bibliogr., 32 F.

PST. N° 413. — Etude comparée de l'influence de l'état de surface d'un métal sur le rayonnement et l'accommodation thermiques, par D. PAULMIER, préface de P. VERNOTTE.
70 pp., 20 fig., 19 tabl., 66 réf. bibliogr., 21 F.

NT. N° 142. — Méthode d'approximation non linéaire de résolution des problèmes d'équilibre limite des milieux cohérents, par E. DEMBICKI, préface de A. CAQUOT.
141 pp., 24 fig., 8 tabl., 22 réf. bibliogr., 65 F.

NT. N° 143. — Addition photochimique sensibilisée des alcools aux composés non saturés à carbonyle conjugué, par M. PFAU, préface de A. KIRRMANN.
99 pp., 5 fig., 125 réf. bibliogr., 31 F.

NT. N° 144. — Sur l'étude d'un récepteur à réponse logarithmique en régime impulsionnel, par A. MEESTERS, préface de J. BAURAND.
64 pp., 34 fig., 22 F.

Ces documents peuvent être obtenus au Magasin C.T.O., 2, avenue de la Porte-d'Issy, Paris-15e.

APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS

Nous signalons à nos lecteurs la récente parution de trois brochures de la Radiotechnique intitulées :

XVII. — Bloc de référence de tension à diodes Zener.

XVIII. — Préamplificateurs AF (AC 172) et Amplificateurs AF à transistors complémentaires.

XIX. — Redresseurs au silicium (2e partie). Calcul des montages.

XX. — Varactors BAY 66 et applications aux émetteurs.

Nos lecteurs pourront se procurer gratuitement cette documentation en écrivant à la Radiotechnique, 130, avenue Ledru-Rollin, Paris-11e.

MANUELS TECHNIQUES « RT »

La Radiotechnique a édité dans la série « Manuels Techniques RT » huit volumes dont on trouvera ci-dessous la nomenclature :

Volume I : Tubes de réception. Cellules spéciales pour TV. Tubes-images.

Volume II : Tubes professionnels comprenant les tubes « S.Q. » (Sécurité-Qualité), les tubes de la série « R », les tubes hyperfréquences.

Volume III : Tubes à rayons cathodiques pour oscilloscopes radars, prises de vues. Tubes moniteurs pour télévision. Accessoires pour tubes à R.C.

Volume IV : Tubes pour applications nucléaires comprenant photomultiplicateurs, tubes Geiger Muller, chambres à fission, détecteurs à semiconducteurs, générateurs de neutrons. Scintillateurs.

Volume V : Tubes industriels comprenant cellules photoélectriques, thyratrons à cathode froide, tubes compteurs et indicateurs, stabilisateurs de tension, redresseurs, thyratrons, ignitrons.

Volume VI : Semiconducteurs : transistors.

Volume VII : Semiconducteurs : diodes.

Volume VIII : Semiconducteurs : redresseurs, thyristors.

Ces volumes sont périodiquement remis à jour et réédités. Une nouvelle édition du Volume IV vient de sortir, on peut se la procurer gratuitement en écrivant à la Radiotechnique, 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11e.

NOUVEAU MANUEL DES ÉLÉMENTS « MICROLOGIC » S.G.S. - FAIRCHILD

Le manuel des Éléments « Micrologic » de la S.G.S. est l'un des ouvrages les plus complets publiés sur les systèmes logiques. Il a été spécialement rédigé pour aider les utilisateurs des éléments Micrologic SGS-Fairchild à les comprendre plus facilement et à les utiliser au mieux.

Cette publication de 100 pages en langue anglaise (format 30 cm × 22 cm) contient, en première partie, une introduction à la nature des éléments Micrologic et des notes sur la conception des circuits basés sur ce concept. En deuxième partie, l'ouvrage traite des circuits de porte, convertisseurs de forme d'onde, compteurs et diviseurs de fréquence et circuits ordinateurs. Il y a en tout plus de soixante exemples d'agencements de circuits.

Le MICROLOGIC HANDBOOK de la SGS-Fairchild est disponible, remis gratuitement sur simple demande à la Société SGS-FAIRCHILD, 38, rue de l'Yvette, Paris-16e.

« PLANAR NEWS » NOUVELLE PUBLICATION MENSUELLE SUR LES SEMICONDUCTEURS

La SGS-Fairchild publie un journal mensuel, la « revue du progrès en matière de semiconducteurs », « Planar News » qui contribuera à l'information des utilisateurs de dispositifs à semiconducteur.

Publié en quatre langues : (Anglais, Français, Allemand et Italien), le premier numéro de « Planar News » a été expédié le 1er septembre à 30 000 ingénieurs, techniciens, étudiants du domaine de l'électronique de 31 pays d'Europe, d'Asie et d'Afrique.

Le projeteur électronicien aura ainsi à sa disposition, dans sa propre langue, les « dernières nouvelles » sur les développements et applications des semiconducteurs Planars au silicium, présentées sous forme journalistique, et provenant des laboratoires et usines de la SGS-Fairchild d'Europe. Après avoir parcouru cette publication, le lecteur qui désire des renseignements complémentaires, trouvera un coupon-réponse, qu'il postera sans l'affranchir et qui lui permettra d'avoir, en langue anglaise, la documentation qu'il désire.

D'autre part, « Planar News » présentera des vues d'ensemble de la situation générale de la technique électronique, écrites spécialement par d'éminents savants : dans son premier numéro, par exemple, figure un article de Sir Bernard LOVELL, Directeur de l'Observatoire de Jodrell Bank.

RÉSUMÉS DES COMMUNICATIONS

faites au cours de la VIth Electrical Insulation Conference, de New York et de l'International Conference on the Microwave Behaviour of Ferrimagnetics and Plasmas, de Londres.

Nous avons reçu des Secrétariats des conférences désignées ci-dessus les résumés des

— 78 communications de la VIth Electrical Insulation Conference ;

— 105 communications de l'International Conference on the Microwave Behaviour of Ferrimagnetics and Plasmas.

Ceux de nos lecteurs qui seraient intéressés par la consultation de ces résumés, tous en langue anglaise, pourront en prendre connaissance au Secrétariat de la S.F.E.R., 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

ASSOCIATION SCIENTIFICO-TECHNIQUE POPOV POUR LA RADIOTECHNIQUE ET L'ÉLECTROLIAISON

Comme l'année dernière, nous publierons dans l'Onde Electrique *les titres des communications faites au cours du XXI^e Congrès National Scientifique de la Journée de la Radio qui s'est tenue à Moscou du 12 au 16 mai 1965.*

Les résumés de ces conférences, en langue russe, ont été déposés au secrétariat de la S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse à Malakoff, où ils pourront être consultés par les personnes intéressées par un des sujets traités.

PROGRAMME DU XXI^e CONGRÈS NATIONAL SCIENTIFIQUE DE LA JOURNÉE DE LA RADIO
Moscou, 12 au 15 mai 1965

Séances plénières

I.V. BRENEV : A.S. Popov, inventeur de la radio.

V.I. SIFOROV : 20^e anniversaire de l'activité de la Société scientifique technique de radiotechnique et d'électrocommunication de A.S. Popov.

V.V. PARINE : Les progrès de l'électronique médicale.

M.J. KRIVOCHEIEV : Développement des moyens techniques de transmission de la télévision en U.R.S.S.

1. *Section de la Théorie de l'Information*

V.L. VOLKOVITCH, U.I. SAMOILENKO : La stabilité face au bruit des systèmes de réception linéaires spatialement distribués.

A.I. VÉLITCHKIN : La stabilité vis-à-vis du bruit de la modulation « code-impulsion » pendant la transmission des paramètres.

A.A. VORONIN, A.I. MARKOV : Les spectres des séquences binaires pseudoaléatoires.

U.S. LESIN : La stabilité contre les bruits de la réception autocorrélée.

B.R. LEVIN, Ja. A. FOMIN : La répartition de la durée des séries de dépassement de niveau dans les séquences stationnaires accidentelles.

S.P. BORONIN : Sur l'analyse des spectres des processus normaux non stationnaires.

V.I. VINOKOUROV, R.A. VAKKER : Les défauts linéaires pendant les mesures des fonctions de corrélation.

U.G. POLLIAK : Sur les méthodes d'études comparatives de la stabilité et de la précision des appareillages.

B.R. LEVIN, V.V. SEROV : Les caractéristiques statistiques des signaux dans le schéma de décodage avec lignes à retard et étage de coïncidence.

E.F. BABOUCHKIN : Quelques problèmes de la théorie de la coïncidence : les flux accidentels ininterrompus.

I.N. KUTCHKIN : La stabilité contre le bruit F.T. avec le canal de base réel.

M.K. RAZMAKHNIN : Sur les possibilités extrêmes des systèmes de liaison à large bande pendant la transmission d'informations digitales.

L.B. LEVITIN : Canaux à photons avec enregistrement de peu d'efficacité.

2. *Section des antennes*

V.I. POPOVKIN : La synthèse des antennes curvilignes à partir de leur diagramme de rayonnement.

V.I. ELUMEEV : La synthèse des antennes linéaires non-équidistantes à l'approximation uniforme des diagrammes de rayonnement donné.

A.F. IAKOVLEV : Les réseaux des antennes superdirectives à large bande des émetteurs log. périodiques.

U.V. CHOUBARIN, N.N. GOROBEZ : L'accord d'antennes à polarisation circulaire.

V.V. DOLJIKOV : Le cornet de forme sectorielle avec des paramètres améliorés.

U.V. CHOUBARIN, L.P. IAZOUK : L'étude expérimentale de l'influence mutuelle extérieure des fentes.

L.N. LITVINENKO, V.P. CHESTOPALOV : La diffraction des ondes électromagnétiques sur des réseaux d'antennes métalliques plates à éléments multiples.

V.V. TCHÉBUCHEV : L'utilisation des fonctions propres pour la résolution du problème d'excitation dans la bande d'impédance de l'écran infini.

2a. *Section des guides d'onde*

I.N. SALIY : L'application de la méthode du courant induit pour l'étude des lignes à bandes.

S.S TRETJAKOVA : La solution rigoureuse du problème de la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides circulaires spéciaux.

A.I. TERESTCHENKO, A.I. STRELTCHENKO, V.M. BONDARENKO : La méthode du calcul des guides de section transversale arbitraire.

A.I. TERESTCHENKO, A.I. STRELTCHENKO, A.E. SAIZEV : Le calcul des paramètres des guides par la méthode des lignes de niveau semblable.

U.U. RADZIG : La synthèse des lignes non homogènes pour la coordination dans la bande large.

E.S. SABLIN : Sur le calcul des paramètres du schéma équivalent de la transition coaxiale - guide.

A.G. DORFMAN, V.V. FILATOV : Le coefficient de réflexion causée par le brusque changement des propriétés électriques dû à une fente étroite dans un guide rectangulaire.

L.G. DORFMAN, V.V. FILATOV : Les paramètres électriques du pont en guide avec fentes.

J.F. PASTCHENKO : Le calcul des cavités résonantes couplées.

3. *Section des semiconducteurs*

T.M. AGAKHANIAN : Dépendance du courant de recombinaison-oscillation et du coefficient d'injection de la couche « électron-trou » de la tension directe de base.

V.M. BOGACHEV : Les schémas équivalents du transistor à jonction avec des paramètres répartis.

V.A. GOROKHOV, M.B. STCHEDRIN : Les principes d'applications des diodes de commutation.

V.K. DOUSTCHENKO : La capacité de la transition *pn* dans les schémas d'impulsions.

I.A. POPOV : Application de la méthode de la charge pour l'analyse du régime oscillant du transistor.

U.D. KRISILOV : L'étude des schémas transistorisés en tenant compte de la non-linéarité de la caractéristique collecteur-base.

M.B. POSIN : Un stabilisateur de courant alternatif sans inertie utilisant des diodes de commutation à cristal de silicium.

A.G. FILIPPOV : L'élément dynamique transistorisé de défense de la capacité de la mémoire.

A.A. SPASOV : L'étude des oscillateurs construits avec les diodes à effet tunnel.

V.S. ANDRÉEV : L'application de méthodes quasi linéaires pour l'étude de l'oscillateur à diode tunnel.

M.D. CHTERK : Calcul des schémas des transistors composés.

N.P. BOGORODIZKY : Le progrès de l'électronique des diélectriques

4. Section des radiorécepteurs et des amplificateurs

A.P. GOLDBERG : Les caractéristiques des systèmes de suppression des brouillages impulsionnels.

U.N. BABANOV : Sur la radio réception optimale en cas de recouvrement des spectres de fréquences des signaux de modulation d'amplitude désirés et en présence de bruit.

A.A. LIAKHOVKIN : Sur la bande de fréquences du système d'asservissement de fréquence par synchronisation de la phase avec le moteur intégrateur.

V.V. CHAKHGILDIAN : La détermination des limites de fonctionnement stable du système de convertisseur de fréquence « amplitude-phase » sous l'influence du bruit de fluctuation.

M.E. MOVCHOVITCH : Les problèmes de la théorie générale de la conversion.

E.A. AKTCHOURIN, V.V. ROUND : L'étude de l'influence de non-linéarité des caractéristiques courant-tension des diodes tunnel sur les propriétés des systèmes radiotechniques.

M.E. MOVCHOVITCH : Les convertisseurs de fréquence transistorisés fonctionnant dans le régime de commutation.

L.A. BELOV, M.V. BLAGOVESTCHENSKY, V.A. IVANOV, M.V. KAPRANOV, G.M. OUTKIN, A.V. KHRUNOV : Sur l'asservissement automatique de phase des amplificateurs de type réflecteur.

V.P. DVORKOVITCH : Synthèse par les distorsions admissibles d'impulsions de type $\sin^2$ des étages amplificateurs transistorisés, à couplage par résistances.

L.Ia. CHAPIRO : Bande de fréquences d'utilisation des amplificateurs à amplification distribuée dans les étages d'entrée, intermédiaires, et de sortie.

V.P. DVORKOVITCH : Sur la correction optimale des amplificateurs à large bande transistorisés, à couplage par résistances.

V.G. CHOULGA : Sur l'analyse de stabilité des amplificateurs TPO.

5. Section de la télécommunication par fil

A.D. KHARKEVITCH : Les particularités du développement des techniques de commutation.

N.B. SOUTORIKHIN : L'estimation de la sécurité de fonctionnement des appareils de commandes de la station téléphonique automatique.

O.S. CHILOV : Sur le problème du choix du nombre optimal des groupes et de la structure d'un commutateur conjoncteur difficilement accessible.

A.G. LEONTIEV, E.P. KOMAROV : L'utilisation des polynômes d'Hermite pour la composition des systèmes de transmissions multiples.

L.E. LEIKHTER : Les accumulateurs composés d'information.

V.M. PIMENOV : Certains problèmes d'action mutuelle entre les circuits symétriques des câbles H.F. de communication à longue distance.

I.V. SOUKHODOEV : L'expression des propriétés du bruit de la communication électrique sur la base des indices de transfert définis par les normes de l'organisme soviétique de coordination (MKKTT).

A.I. KORDOVSKY : Les installations télégraphiques d'entrée.

I.E. GANITSKY, N.G. FROLOUCHKIN : Système point par point pour la reproduction de fac simile à grande vitesse.

6. Section de la télévision

I.A. ROSSELEVITCH : Nouvelle technologie des télévisions multiprogrammes.

A.V. VIKHODEZ : Définition des paramètres optimaux d'éclairement dans le télécinéma.

V.M. LUBIN, A.M. MINKIN, R.M. STEPANOV, V.I. FOMINA : Nouveau tube d'analyse d'images - « vidicon à mémoire réglée ».

R.M. STEPANOV : Résultats de l'étude de l'inertie dans les vidicons.

N.N. KRASILNIKOV, G.A. NOSEDROUNKOV, A.I. FILATOV : Sur les relations entre la qualité des images et la probabilité de son identification et du maximum d'informations que le système de transmissions est capable de reproduire.

M.V. ANTIPIN : Sur une approche cybernétique du problème de l'estimation de la qualité des images de télévision.

A.P. SORENSON, M.I. ZIKLIS : Perception des graduations de luminosité et la reproduction des demi-tons.

S.A. SOUSLONOV, N.K. MILENIN, N.G. SVIRIDOV, A.M. BELIAEV, A.P. BELKIN, A.A. BORODIANSKY, A.V. SMIRNOV : Transformation non linéaire du signal d'image dans les systèmes de télévision en présence de signaux de bruit.

N.K. MILENIN : La fonction pondérée généralisée du bruit par le critère de l'erreur quadratique moyenne.

O.V. GOFAYSEN : Sur la possibilité d'accroître le contraste dans les systèmes modernes de télévision au moyen d'une correction d'ouverture à deux dimensions.

A.P. ANGAFOROV : Questions théoriques et pratiques sur le projet d'un tube trichrome à trois canons.

E.V. OLCHVANG : Sur de nouvelles méthodes et de nouveaux équipements pour des mesures objectives des paramètres d'une image de télévision.

I.N. SOURIKOV : Bruit dans les tubes de transmissions de télévision et méthodes d'estimation de ce bruit.

N.K. MILENIN : La fonction pondérée généralisé du bruit dans la télévision.

A.P. SORENSON : Application de la graduation des signaux électriques pour le test des kinescopes.

(à suivre)

MATÉRIELS

NOTE SUR LES FERRITES POUR HYPERFRÉQUENCES TRANS-TECH

Nous signalons que la Sté TRANS-TECH, Inc. (U.S.A.), représentée par la Société SPETELEC, spécialisée dans la fabrication des ferrites et diélectriques pour hyperfréquence, a commencé la publication d'une série de notes techniques résumant les théories physiques nécessaires à la compréhension des phénomènes dans le milieu ferromagnétique et diélectrique, en hyperfréquence, suivie d'une description des propriétés et applications. Une première série de douze notes est prévue, qui sera suivie de six autres.

Notons qu'à ce jour cette Société fabrique une soixantaine de matières différentes, certaines ayant une tangente de perte de 25.10^{-5}.

LES ORDINATEURS CONSTRUITS PAR LA CAE

La CAE possède actuellement plusieurs types d'Unités Centrales à son catalogue :

La CAE-510, fabriquée depuis 1963, a été vendue en 80 exemplaires en France et à l'étranger Elle est destinée aux

Vue du laboratoire de calcul du Centre National d'Etudes des Télécommunications. Ce laboratoire est équipé d'un C90-80, le plus important des systèmes fabriqués par le CAE, destiné aux problèmes scientifiques.

applications de calcul scientifique et aux applications industrielles et militaires.

Les CAE-130 et 133, réservées exclusivement aux systèmes d'armes sont deux machines entièrement compatibles entre elles en ce sens qu'elles ont une organisation logique identique et des périphériques identiques. Mais le 133 est trois fois plus rapide que le 130. Ces machines entrent dans les systèmes d'armes les plus modernes et les plus puissants des Forces Armées.

La Série C-90 comprend trois unités centrales ; la petite C-90-10 est réservée aux problèmes de calcul scientifique de faible importance et à des problèmes d'Automatisme Industriel ; la machine moyenne C-90-40 est destinée au calcul scientifique et aux problèmes en temps réel à la fois industriels et militaires.

La machine C-90-80, la plus puissante de la gamme, convient surtout aux grands problèmes de calcul scientifique (elle équipe, par exemple, le centre de calcul du CNET) de traitement de données en temps réel nécessitant à la fois une grande rapidité d'entrée-sortie et une grande puissance de calcul (trajectographies des champs de tir d'engins balistiques, par exemple). Elle convient également très bien aux entreprises voulant traiter des problèmes de calcul scientifique et de gestion sur la même machine.

La CAE construit également des unités de tambour et de bandes magnétiques pour toutes ces unités centrales, et va construire d'ici quelques mois des unités de disques magnétiques pour la série C-90.

ENSEMBLE ÉLECTRONIQUE PALLAS

La SETI a présenté en fonctionnement au SICOB, un Ensemble PALLAS d'utilisation mixte scientifique et gestion.

Cette gamme d'ensembles électroniques de moyenne et de grande puissances est utilisée pour les différentes applications du traitement de l'information : calcul scientifique, automatisme industriel et gestion des entreprises.

L'industrialisation de la fabrication a rapidement permis la sortie en série de ce calculateur, et un certain nombre d'installations sont actuellement en fonctionnement chez les clients de la SETI.

Conçu et réalisé au Centre Électronique de Massy, l'ensemble PALLAS présente les caractéristiques suivantes :

— universalité de traitement : résolution de tous les problèmes de traitement de l'information ;

— structure modulaire : adaptation de l'ensemble en fonction de l'évolution et de la nature des besoins de l'utilisateur ;

— simultanéité : les échanges d'informations entre la mémoire et les équipements périphériques par interruptions et suspensions permettent l'exécution de travaux différents ;

— multiprogrammation : traitement simultané de problèmes indépendants.

On trouvera ci-dessous quelques caractéristiques techniques de l'ensemble PALLAS :

Unité de base

— mémoire principale à microtores et ferrites extensible de 4 096 à 131 072 positions alphanumériques de 7 bits ;

— pupitre de commande avec clavier, visualisateur et machine à écrire ;

— boucle magnétique : mémoire auxiliaire facultative de 300 000 caractères alphanumériques ;

— lecteur-perforateur de ruban avec dérouleur et enrouleur asservis : lecteur 300 ou 1 000 caractères/seconde, perforateur 110 caractères/seconde.

Gamme d'équipements périphériques

— lecteur de cartes : 600 cartes/minute,

— perforateur de cartes : 100 cartes/minute,

— imprimante rapide : 300 ou 1 250 lignes/minute,

— bandes magnétiques : 24 000 - 36 000 ou 90 000 caractères/seconde,

— tambours magnétiques : de 262 000 à 1 million de caractères,

— disques magnétiques : de 7 à 28 millions de caractères.

Ensemble électronique PALLAS

Programmation

— langage machine LOUP avec les caractéristiques d'un langage symbolique,

— compilateurs scientifiques MAGE II, FORTRAN IV ou ALGOL.

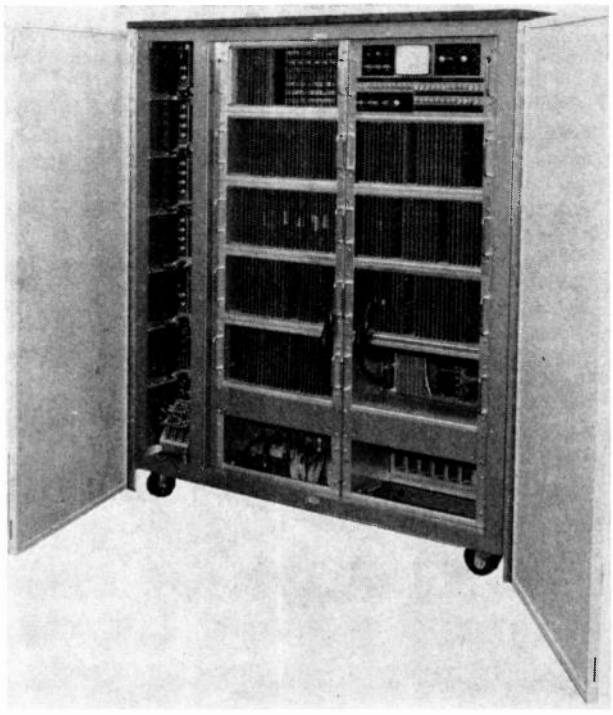
— pour la gestion : GEAI.

UNE NOUVELLE SÉRIE D'ORDINATEURS NCR-ELLIOTT

La Compagnie NCR annonce le lancement d'une nouvelle série d'ordinateurs, la Série NCR-ELLIOTT 4100.

Ce nouveau système est le résultat d'une collaboration étroite entre deux groupes importants : la NCR, dont plus de 300 ensembles électroniques de gestion NCR 315 sont actuellement en service et le Groupe ELLIOTT, spécialisé dans l'automation et qui a l'expérience de quelque 250 calculateurs scientifiques 803 et 503.

La série NCR-ELLIOTT 4100 est conçue de façon entièrement modulaire, étendue même au système de programmation qui s'adapte automatiquement à la configuration définie par l'utilisateur.



Unité de traitement 4 100 ouverte. Contient jusqu'à 32 768 mots de mémoire. Dans le bas de l'armoire, on remarquera les broches standards pour la connexion des unités périphériques.

La série 4100 est d'une très grande *fiabilité,* grâce à la technologie silicium et ne nécessite aucun conditionnement d'air.

La série NCR-ELLIOTT 4100 possède une logique asynchrone, c'est-à-dire que chaque unité (unité centrale, mémoire principale, etc.) fonctionne à son propre rythme. Il est alors possible de remplacer, dans un ensemble, la mémoire par une autre dont le cycle de base serait différent, sans modifier aucun autre élément. Il est aussi possible de changer d'unité centrale en conservant la même mémoire principale et les mêmes unités périphériques.

Le code d'instruction du 4100 est riche de plus de 400 ordres différents, ce qui facilite l'écriture des programmes d'applications scientifiques, commerciaux ou de temps réel ; il a permis l'écriture de compilateurs efficaces pour les langages évolués : ALGOL 60, FORTRAN IV, NEAT et Langage H.

La série 4100 possède une gamme étendue de périphériques qui peuvent être connectés à l'unité centrale par 12 canaux d'entrée-sortie indépendants.

La bande perforée (lecture 1 000 c/s) ou la carte perforée (lecture 100, 400 cartes/mn) sont les moyens d'introduction des programmes et des données dans le calculateur.

La sortie des informations peut être en langage clair, obtenue au moyen d'imprimantes rapides (300, 600, 1 000, 1 250 lignes/mn, avec ou sans mémoire tampon), soit tracée sur tubes à rayons cathodiques, soit sous forme codée, cartes perforées (100 cartes/mn), bande perforée (100 cartes/s) ou encore sous forme graphique par traceurs de courbes (6 modèles différents).

Les mémoires auxiliaires peuvent être des bandes magnétiques (12 KC, 33 KC) ou des disques magnétiques (105 KC) ou les deux à la fois.

Un dispositif *d'interruption à deux niveaux* par canal assurera à tous ces équipements ainsi qu'à l'unité centrale un fonctionnement optimal.

Chacune des unités périphériques est connectée à l'un des canaux d'entrée-sortie par une broche standard permettant l'interchangeabilité, la duplication, etc.

Le programme superviseur EASE fourni avec le 4100 est tout aussi modulaire que le système physique, il s'adapte automatiquement à n'importe quelle configuration de système.

Le dialogue est établi entre l'opérateur et l'ordinateur par l'intermédiaire de la machine à écrire d'entrée-sortie et de EASE. EASE interprète et exécute les messages de contrôle ; il gère l'implantation des programmes en mémoire.

Le système de programmation permet de considérer l'ensemble des mémoires (rapides ou auxiliaires) comme une mémoire unique. L'utilisateur n'aura jamais de problèmes de capacité de mémoire interne gênant l'écriture des programmes.

Quelle que soit la configuration de sa machine ou l'importance de ses programmes, le programmeur n'aura jamais à se préoccuper de la gestion des unités périphériques qui sera réalisée automatiquement par EASE.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à : NCR Scientific, 3, Rond-Point des Champs-Elysées, Paris-8e.

NOUVEAUTÉS TRANCHANT ÉLECTRONIQUE SEMICONDUCTEURS

Tranchant Électronique, 19, rue Madame-de-Sauzillon à Clichy, présente :

Transistor VHF de puissance

La Société TRANSISTOR AG vient de lancer deux nouveaux transistors VHF de puissance (*TAG 2887* et *TAG 6519)* ; ils sont du type planar épitaxiaux et ont leur collecteur isolé du boîtier.

Leurs applications principales sont les Communications, les Emetteurs mobiles, les Liaisons micro-onde, la Commutation à forte tension et forte puissance.

Les caractéristiques principales du type *TAG 2887* sont les suivantes :

— Puissance de sortie : 10 W à 100 MHz.
— BVceo = BVcbo min. : 100 V.
— BVebo min. : 5 V.
— Ft : 140 MHz.
— Dissipation max. : 20 W.
— Rendement : 80 % à 13 W et 80 MHz.

Les quadratrons

Les quadratrons BOURNS sont des éléments semiconducteurs qui, employés comme éléments d'entrée ou de contre-réaction dans un amplificateur continu opérationnel à grand gain, permettent d'obtenir n'importe quelle fonction mathématique non linéaire telle que carré, racine carrée, multiplication, division, sinus, cosinus.

Caractéristiques des deux modèles actuellement disponibles chez BOURNS : les types 4100 A - 1 - 010 et 4100 A - 1 - 100 :

	4100 A - 1 - 010	4100 A - 1 - 100
Tension crête d'entrée.	± 10 V	± 100 V
Courant maximal ..	1,5 mA	1,5 mA
Erreur	0,2% de la tension de crête max.	
Dimensions	5/8″ × 1¼″	5/8 × 2½″

UN NOUVEAU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

TEXAS INSTRUMENTS a présenté récemment le transistor à effet de champ (Fet), à canal N, de 10 Hz à 500 MHz (type 2N 3 823), ayant un très faible bruit. Il complète la série des transistors à effet de champ que ce constructeur fabrique depuis mars 1965.

Il est disponible en boîtier TO-18 à quatre connexions, soit en paire appariée dans un boîtier TO-5.

Le fait qu'il peut fonctionner à 500 MHz permet d'en envisager l'utilisation dans de nombreuses applications en

haute fréquence. Jusqu'à présent les Fet étaient limités à 60 MHz, et la plupart étaient même difficilement utilisables au delà de 10 MHz.

Son facteur de bruit est de 1,5 dB nominal à 100 MHz, de 2 dB à 200 MHz et de 3,5 dB (4,5 dB maximal) à 500 MHz. Le gain est de 16 dB nominal à 200 MHz et 10 MHz de largeur de bande et de 11 dB à 500 MHz et 5 MHz de largeur de bande. On relève également, une transconductance élevée (3 500 à 6 000 micromho), une faible capacité d'entrée (4,8 pF nominal), et un courant de fuite de porte extrêmement faible (10 pA à 25 °C).

Ces caractéristiques sont le résultat d'une jonction déposée épitaxialement associée à une géométrie interdigitée extrêmement petite.

DEUX APPAREILS DE LABORATOIRE POUR BANDE X

Unipan Zaklad Doswiadczalny Budowy Aparatury Naukowej, de Varsovie, dont l'exportateur exclusif est ELEKTRIM à Varsovie (Pologne), présente deux appareils qui ont été primés aux Foires Internationales de Leipzig et de Brno.

A) *Simulateur de puissance type X140 pour hyperfréquences*

Applications :

Le simulateur de puissance hyperfréquences Unipan X140 a été conçu pour essayer les éléments de guide d'onde bande X à niveau plus élevé que celui de sortie du générateur normal. On utilise pour cela un guide d'onde constituant une boucle fermée, et le composant à essayer peut fonctionner dans des conditions simulant celles dans lesquelles il se trouverait s'il était inséré dans une ligne de transmission à grande puissance.

Le simulateur hyperfréquences de puissance X140 est un appareil de laboratoire conçu pour fonctionner avec la majorité des tubes générateurs de la bande X.

La grande gamme de ses applications comprend les études sur un plasma chaud et les études de l'état solide, sous des champs électromagnétiques élevés.

Les autres utilisations aux laboratoires hyperfréquences comprennent :

— la détermination de la puissance admissible par les composants de guide d'onde, comme les diaphragmes, les portions torses, etc. ;
— la détermination de la puissance admissible par des dispositifs hyperfréquences (filtres, coupleurs, T.) ;
— la détermination de la puissance admissible des tubes oscillateurs, amplificateurs et commutateurs émission-réception ;
— la mesure des pertes d'insertion des composants hyperfréquences à niveau élevé.

Le coût du simulateur de puissance hyperfréquence et de l'émetteur à faible niveau qui lui est associé est très inférieur à celui d'un émetteur à puissance élevée. Ainsi, en laboratoire, cet appareil permettra de réduire considérablement le prix de revient des études ou des mesures.

Principe de fonctionnement :

Le simulateur hyperfréquence X140 comprend une boucle constituée de guides d'onde rectangulaires de dimensions standard, couplée par un diviseur de puissance à la section de guide d'onde reliant le générateur à sa charge. La boucle de guide comprend un système d'accord et un déphaseur pour amener cet ensemble à la résonance, ainsi que des coupleurs directionnels pour commander le niveau de puissance dans la boucle. L'onde délivrée par le générateur passe à travers le diviseur dans la boucle où elle circule pour atteindre à nouveau le diviseur. Une faible portion de l'onde passera alors par le trajet principal et sera dissipée dans la charge, tandis que la plus grande partie de cette onde circulera en tournant dans la boucle. La quantité d'énergie délivrée par le générateur à cette boucle augmentera progressivement. Si la phase de l'onde tournante, coïncide avec celle de l'onde incidente, l'onde progressive augmentera d'amplitude après chaque tour, pour atteindre finalement une valeur supérieure à l'amplitude fournie par le générateur.

Spécifications techniques :

1) Gamme de fréquence : f (GHz) : 8,5 à 9,6.

2) Gain maximal (en puissance) : 10.

3) Puissance maximale dans l'anneau : 250 kW.

4) Longueur du composant à essayer : 295 mm.

B) *Atténuateur étalon type X130*

Applications :

L'atténuateur Unipan X130 est un étalon primaire d'atténuation pour les mesures de laboratoires à faible niveau dans la bande X. Son coefficient d'atténuation varie en fonction de la position d'un élément absorbant, et reste indépendant de la fréquence du signal, de la résistance de l'élément absorbant, de la température et de l'humidité.

L'atténuateur X130 étant un étalon primaire, ne nécessite aucun étalonnage : ni mesures absolues de puissance, ni comparaisons avec d'autres étalons hyperfréquences. Le seul calibrage dépend uniquement d'une mesure d'angle, c'est-à-dire d'une grandeur mécanique.

Parmi les nombreuses utilisations possibles de cet appareil, voici les plus caractéristiques :

— atténuation et mesures de gain,
— étalonnage des atténuateurs fixes et variables,
— mesures des taux d'ondes stationnaires élevés,
— mesures de la surtension des résonateurs hyperfréquences,
— élargissement de la gamme de mesure des wattmètres à bolomètre,
— mesure du gain des aériens hyperfréquences,
— mesure du facteur de bruit avec des générateurs de bruits à température constante.

Principe de fonctionnement.

L'atténuateur comprend trois tronçons de guide circulaire et deux transitions guide rectangulaire - guide circulaire. Des plaques absorbantes sont fixées dans des sections de guide qui ont la même orientation quand l'appareil est en position « zéro ». Le tronçon central du guide circulaire peut tourner par rapport aux deux tronçons latéraux et porte deux cadrans, le premier gradué directement en dB correspond aux réglages grossiers, le second, gradué en degrés, sert aux réglagles fins.

L'onde électromagnétique pénètre dans le premier tronçon fixe de guide circulaire, perpendiculairement à la plaque absorbante qu'elle traverse donc en ne subissant qu'une très faible atténuation. La plaque du tronçon central de guide circulaire absorbe la composante qui est proportionnelle à $\sin \theta$, tandis qu'elle laisse passer l'autre composante proportionnelle à $\cos \theta$ vers le troisième tronçon, θ désignant la position angulaire du tronçon central par rapport aux deux tronçons latéraux. Ce même processus est répété dans le troisième tronçon de guide, si bien que l'onde émergente est proportionnelle à l'onde incidente multipliée par $\cos^2 \theta$. L'atténuation globale peut s'exprimer comme suit : A (dB) $= 40 \lg \sec \theta + C$, C désignant l'atténuation résiduelle pour la graduation « zéro ».

Spécifications techniques :

1) Gamme de fréquences : f (GHz) : 8,2 - 12,4.

2) Gamme d'atténuation : (dB) : 0, - 60.

3) Précision d'étalonnage :
— de 0 à 50 dB, elle est supérieure à $\pm$ 1 % ou à $\pm$ 0,1 dB selon la valeur la plus élevée de ces deux chiffres ;
— de 50 à 60 dB, elle est supérieure à $\pm$ 2 %.

4) Précision de lecture de la partie tournante : supérieure à 1 minute d'angle entre 0 et 90°.

5) Taux d'ondes stationnaires maximal à l'entrée : 1,1.

6) Pertes d'insertion maximales (dB) : 0,5.

7) Puissance moyenne transmise (W) : 5 W max.

GÉNÉRATEUR D'IMPULSION RP1

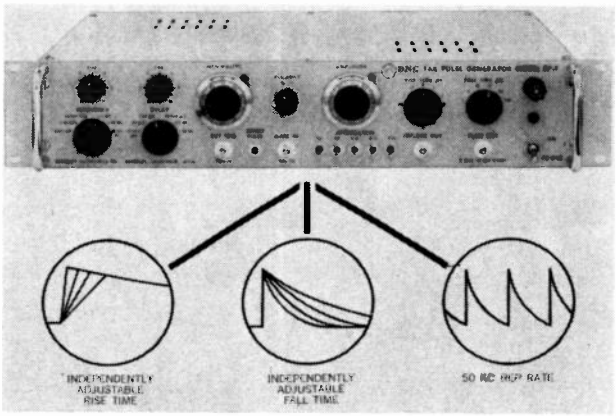
TRANCHANT ÉLECTRONIQUE présente un générateur d'impulsion de la B.N.C.

Ce générateur, modèle RP1 trouve une application directe dans le domaine nucléaire, où il permet de simuler toutes les impulsions issues de détecteurs. Son utilisation en tant qu'appareil de test convient particulièrement pour les essais de linéarité, de stabilité et de résolution aussi bien sur les amplificateurs linéaires que sur les préamplificateurs à faible bruit.

L'association de deux appareils permet d'autre part :

— des mesures de temps de recouvrement ou de résolution (en mixant les impulsions issues de chaque générateur) ;

— de résoudre les problèmes de coïncidence (en déclenchant un appareil par le modèle associé — ce qui permet de créer de façon continue deux impulsions ajustables dans le temps.



Caractéristiques

Fréquence : 1 Hz à 50 kHz.

Temps de montée : 50 ms à 5 µs (en 7 pas).

Temps de descente : 2 µs à 100 µs (en 6 pas).

Amplitude : de ± 10 V à ± 2,2 V.

Impédance de sortie : 100 Ω.

Retard : 0,1 µs à 10 ms.

Alimentation : 105 à 125 V ou 230 V. 50 Hz — 24 W.

Dimensions : 19" × 3 1/2" × 12 1/8".

Présentation rack standard.

Linéarité : 0,1 %.

Jitter : < 0,1 %.

Stabilité : en fonction de la température : < 0,005 % /°C.
en fonction du secteur : < 0,03 % pour 10 % de variation.

UNE MÉMOIRE GÉANTE

IBM vient de mettre au point, à l'intention de la Commission de l'Énergie Atomique des USA, deux unités de mémoire de très grande capacité. Elles sont constituées d'une série d'étuis, chacun de la taille d'un paquet de cigarettes et contenant 32 plaques photographiques impressionnées par un faisceau d'électrons.

L'une de ces deux unités a une capacité d'environ 10^{12} positions binaires : « le contenu en lettres, chiffres et signes d'une pile d'annuaires plus haute que la Tour Eiffel », dit l'information d'IBM.

COMMUNIQUÉS

ENSEIGNEMENT

TÉLÉCOMMUNICATIONS INTERNATIONALES DEMI-JOURNÉES D'ÉTUDES DES 1er ET 8 DÉCEMBRE 1965 A PARIS

Le Centre de Perfectionnement Technique annonce deux demi-journées d'études des Télécommunications Internationales organisées avec le concours du Centre National d'Études des Télécommunications (CNET) (entrée libre).

a) Première demi-journée le mercredi 1er décembre 1965, à partir de 14 h 30 à la Salle Jean-Gérard de la Maison de la Chimie, 28, rue Saint-Dominique, Paris-7e.

Elle sera consacrée à *l'organisation du Réseau Téléphonique International* et comportera les trois communications suivantes :

— Organisation administrative internationale. L'Union Internationale des Télécommunications et les Comités consultatifs.

— Organisation du Réseau de Transmissions Téléphoniques International. Plan de transmissions. Plan d'acheminement téléphonique mondial.

— La commutation automatique internationale. Plan mondial de numérotation téléphonique. Taxation.

b) Deuxième demi-journée le mercredi 8 décembre 1965, mêmes lieu et heure. Elle sera consacrée à l'organisation technique des télécommunications internationales et comprendra les trois communications suivantes :

— Technique des artères internationales.
— Les câbles sous-marins.
— Les télécommunications par satellites.

CENTRES DE RECYCLAGE ET DE FORMATION ÉCONOMIQUE ET TECHNIQUE DE L'A.P.C.E.I.

L'Association pour le Perfectionnement Pratique des Cadres des Entreprises Industrielles — A.P.C.E.I. — fournit aux Cadres Supérieurs et Moyens des entreprises industrielles des possibilités de recyclage et de formation dans des disciplines relativement nouvelles, d'ordre économique ou technique.

Cette Association a créé, à cette fin, huit centres dont l'enseignement est adapté aux besoins et aux possibilités des cadres des entreprises :

Economie :

Centre de perfectionnement pratique des cadres commerciaux dans l'industrie.

Centre d'enseignement des techniques d'études de marché.

Centre de préparation pratique à l'économie d'entreprise.

Centre d'initiation mathématique à la recherche opérationnelle.

Centre d'études de prix de revient industriels.

Technique :

Centre d'études des techniques des semiconducteurs appliqués à l'électronique.

Centre d'études d'informatique, d'automatisme et de leurs applications.

Centre de préparation pratique aux applications industrielles de l'énergie nucléaire.

L'enseignement est à la fois de niveau élevé et essentiellement pratique, les cours sont répartis sur une année universitaire (de novembre à mai) et les conférences ont lieu généralement le soir.

Pour tous renseignements, s'adresser à l'A.P.C.E.I., 19, av. Niel, Paris-17e. Tél. 924.84.42.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

2e CONGRÈS INTERNATIONAL DE TECHNIQUES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

Madrid, 15 - 20 novembre 1965

Le 2e Congrès International de Techniques des Télécommunications aura lieu à Madrid du 15 au 20 novembre prochain.

La séance inaugurale aura lieu au Théâtre-Ciné Carlos III, Goya 5 Madrid. Les séances de travail qui comprendront 24 heures de communications auront lieu à la Cité Universitaire, à l'École Technique Supérieure des Ingénieurs de Télécommunications. Des visites techniques d'usines et celles de la station de poursuite de satellites de Robledo de Chavela, de celle de réception de communications internationales de Griñón et des installations de Radiodiffusion et de Télévision de Prado de Rey et Magadahonda sont au programme du Congrès.

Inscription et renseignements au siège du Congrès : Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecommunicación — Ciudad Universitaria — Madrid.

CONGRÈS INTERNATIONAL « INTERMAG » SUR LES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES NON LINÉAIRES

Stuttgart, 19 - 21 avril 1966

L'« International Conference on Magnetics « (« INTERMAG ») se tient d'habitude tous les ans aux Etats-Unis d'Amérique.

Cette conférence est très importante, puisque le nombre des participants, ces dernières années, s'élève à environ 600 à 700. Elle fait l'objet de comptes rendus annuels publiés.

Du côté américain, on s'est efforcé de stimuler le caractère international de ce Congrès, en le réunissant, en 1966, non pas aux Etats-Unis d'Amérique, mais en Europe. Un accord a été conclu à ce sujet entre l' « Institue of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE) et la « Verband Deutscher Elektrotechniker » (VDE), suivant lequel le Congrès est préparé aux Etats-Unis d'Amérique par le groupe de magnétisme du « IEEE » et, en Allemagne, par l' « Arbeitsgemeinschaft Ferromagnetismus ».

Les domaines suivants seront traités au Congrès de 1966 : « Matériaux Magnétiques non linéaires » :

1. Dispositif magnétique des machines à calculer ;
2. Systèmes à supraconductibilité ;
3. Enregistrement magnétique ;
4. Ferrites dans les dispositifs hyperfréquences ;
5. Dispositifs de mesures et de régulation ;
6. Dispositifs combinés magnétiques et semiconducteurs ;
7. Propriétés magnétiques des matériaux.

Le Comité de Programme allemand, présidé par Monsieur le Dr SIXTUS, a désigné Monsieur André PIERROT, Directeur technique adjoint, à la « Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques », comme représentant de la France dans le Comité du Programme, lequel espère une participation importante de notre pays à ce Congrès International.

Des résumés de deux pages, en anglais ou, à la rigueur en français ou en allemand, doivent être envoyés avant le 7 décembre 1965, au Dr SIXTUS, AEG - Forschungsinstitut, Goldsteinstrasse 235, 6 Frankfurt/M-Niederrad, Allemagne.

Tous les résumés acceptés pour la présentation de la Conférence seront publiés dans l' « Intermag Conference Digest ». Un numéro de l' « IEEE Transaction on Magnetics » sera réservé à la publication des conférences.

Le 1er avril 1966 est le dernier délai pour la soumission des manuscrits.

1966 BRITISH JOINT COMPUTER CONFERENCE EASTBOURNE, 3-5 MAI 1966

L'Institution of Electrical Engineers nous informe que la 1966 British Joint Computer Conference aura lieu à Eastbourne, Congress Theatre, du 3 au 5 mai 1966.

Le Comité d'organisation a choisi comme chairman le Professeur Stanley Gill, de l'Imperial College de Londres. Le programme comprend : applications scientifiques, plan directeur et élaboration des décisions, problèmes courants, système en temps réel, perspectives futures.

Pour plus amples détails, s'adresser à l'I.E.E., Savoy Place, London WC 2.

INTERNATIONAL INSTRUMENTS ELECTRONICS AND AUTOMATION EXHIBITION LONDRES, 23-28 MAI 1966

La prochaine exposition internationale « Instruments Electronics and Automation » aura lieu à l'Olympia de Londres du 23 au 28 mai 1966.

C'est l'Hon. John Geddes, de l'Electronic Engineering Association qui a été désigné comme chairman de cette exposition.

La dernière exposition qui a eu lieu en 1964 avait réuni près de 150 firmes étrangères sur un total de 730 exposants. Elle a reçu plus de 100 000 visiteurs.

EUROPLASTIQUE 66 - EUROCAOUTCHOUC 20-30 MAI 1966 - PARIS

L'exposition internationale des caoutchoucs et des plastiques, se tiendra à Paris, du 20 au 30 mai 1966, au Parc-Exposition de la Porte de Versailles.

Le titre de cette exposition montre que l'on entend associer l'activité de deux industries qui s'interpénètrent chaque jour davantage.

Seconde manifestation internationale tenue en France, après Europlastique 62, Europlastique 66 - Eurocaoutchouc sera d'abord une exposition technique où les plus grandes firmes mondiales y présenteront les derniers développements de leur production dans trois domaines complémentaires : celui des matières premières, celui des machines et matériels, celui des articles fabriqués.

Mais Europlastique 66 - Eurocaoutchouc sera aussi une exposition d'intérêt général, car a côté des présentations techniques, elle montrera au grand public les développements des plastiques et des caoutchoucs et la part de plus en plus grande qu'ils prennent dans la vie quotidienne.

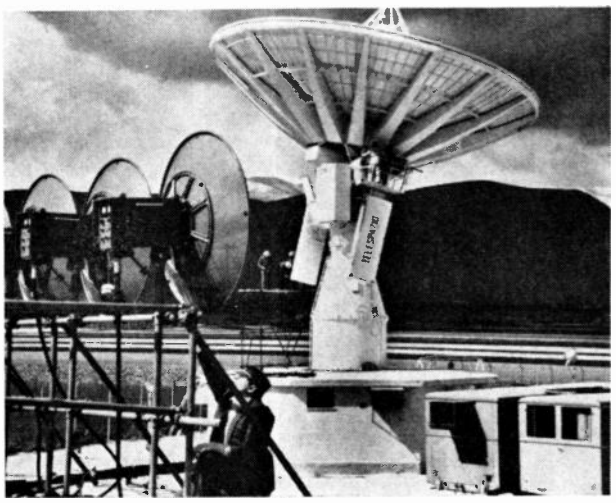
RÉALISATIONS TECHNIQUES

LA STATION DE TÉLÉCOMMUNICATIONS DE FUCINO

Le 31 juillet, le satellite « Early Bird » a retransmis aux Etats-Unis en direct, d'une station terrienne située en Italie, une rencontre d'athlétisme qui se tint à Kiev. Il fut utilisé pour cela un système perfectionné d'hyperfréquence, mis au point par la Società Generale di Telefonia ed Elettronica, filiale italienne de la General Telephone and Electronics.

Le réseau de télévision soviétique a transmis par voie terrestre le programme de Moscou à Helsinki. De Helsinki, l'ABC a relayé le signal vidéo par Hambourg, vers un studio de contrôle de Rome et la station terrienne de Fucino.

Située dans une vallée des Apennins, à 80 km à l'Est de Rome, la station de Fucino a transmis au satellite stationnaire Early Bird se trouvant à 33 500 km, au-dessus de l'Atlantique, un signal TV d'une puissance de 10 kW. Le



programme a été ensuite retransmis à la station d'Andover dirigée par la Communications Satellite Corporation.

Cette transmission marquait l'entrée en service sur le plan commercial de la station de Fucino.

La majeure partie de l'équipement de télécommunication de la station de Fucino a été conçue, réalisée et installée par la Società Generale di Telefonia ed Elettronica, de Milan, dans le cadre d'une série de contrats conclus avec la Società Telespazio, fondée à Rome en 1961 et autorisée par le Ministère italien des Télécommunications à diriger les projets de communications spatiales.

La station de Fucino a été construite sur l'emplacement d'un lac desséché, entouré de toutes parts de montagnes atteignant 2 000 mètres. Cet environnement est de nature à protéger des parasites et interférences le système de réception, de même qu'il protège de tout trouble venant de l'émetteur les communications radiophoniques dans la zone de Fucino.

La Società GT&E a installé, en novembre 1962, un système de réception hyperfréquence à large bande à la station de Fucino qui était ainsi à même de recevoir, en janvier 1963, les essais de signaux TV. à partir des satellites de communications expérimentales Telstar I et Relay I.

Lors des essais qui se sont poursuivis au cours de l'année écoulée, Relay II a également retransmis des signaux provenant des stations de Goonhilly et de Pleumeur-Bodou ; ils ont été reçus à Fucino. Au cours de l'été 1964, un système d'émission en hyperfréquence a été installé par la Società GT&E ; des essais téléphoniques en circuit fermé ont alors été faits, relayés par Telstar II.

Peu après, Telespazio a suspendu l'activité de la station pour procéder aux modifications nécessaires à la mise au point du système de communications à haute altitude répondant au programme d' « Early Bird ». Le système d'émission et de réception a été fourni par la Società GT&E.

La nouvelle installation possède une antenne parabolique de 15 m environ de diamètre, montée sur un socle, au-dessus d'un blockhaus en béton, et deux cabines mobiles accessoires, de 8 m environ. L'ensemble de ces dispositifs atteint 14 m au-dessus du sol. Les cabines, utilisées à titre provisoire en attendant la construction d'installations définitives, abritent les éléments des systèmes d'émission et de réception, les dispositifs de commande et autres dispositifs accessoires.

A l'exception de sa bande plus large, le système d'émission installé à Fucino est analogue à ceux réalisés par la Società GT&E pour la liaison entre points fixes à terre. La puissance de sortie de 10 kW est réalisée au moyen d'une unité d'amplificateurs de grande puissance.

Dans le système de réception à large bande, d'une grande sensibilité, entièrement transistorisé, sont utilisées des unités d'amplificateurs à faible bruit et de démodulateurs spécialement conçus pour détecter le signal du satellite.

Par l'utilisation de deux amplificateurs paramétriques formant une unité d'amplification à faible bruit, à environ 17 °K, le signal est reçu bien plus nettement. Le refroidissement est obtenu à l'aide d'un réfrigérateur d'hélium.

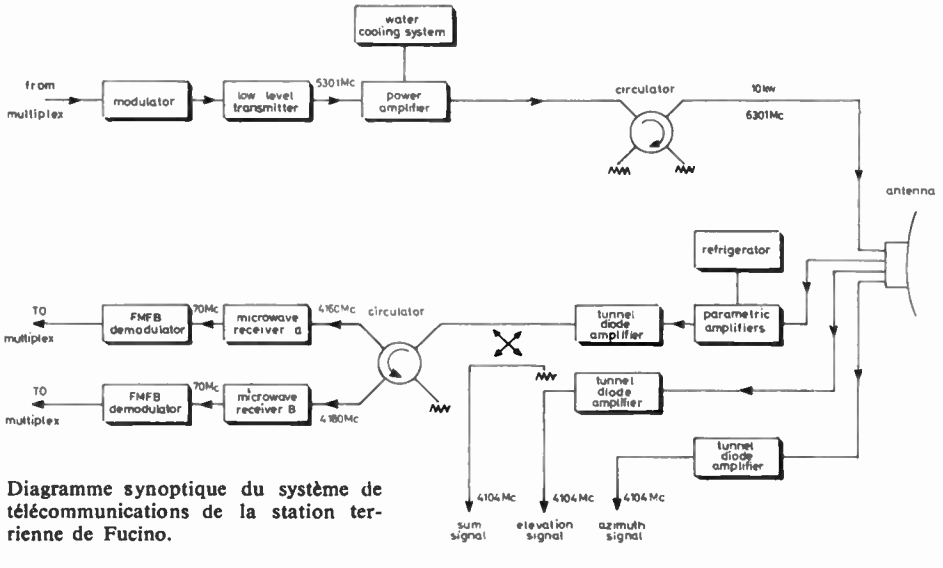


Diagramme synoptique du système de télécommunications de la station terrienne de Fucino.

Les unités d'émission et de réception sont placées à l'intérieur de coffres de protection directement derrière l'antenne et en liaison avec l'équipement contenu par le blockhaus de l'antenne et des dispositifs de commande abrités dans les deux cabines. Les tableaux de commande, l'équipement de multiplex et de télétype ainsi que d'autres dispositifs accessoires sont logés dans les cabines de commande.

La Società GT&E a en outre fourni à Telespazio un faisceau hertzien à hyperfréquence de 80 km en deux tronçons, reliant la station de Rome aux réseaux italiens et européens de communications.

CALCULATRICES ANALOGIQUES POUR SIMULATION DE VOLS VERS LA LUNE

Comme prévu par le projet américain APOLLO, deux astronautes doivent tenter, avec une petite fusée, de se poser sur la lune un jour de 1970. La fusée sera guidée automatiquement durant la plus grande partie du trajet, mais les astronautes devront prendre les commandes en mains pour les dernières minutes qui seront aussi les plus critiques. Cet alunissage ne surprendra pas les astronautes, car ils se seront largement exercés à terre dans des simulateurs.

Le cerveau du simulateur d'alunissage de la Telefunken sera une calculatrice analogique électronique RA800.

Elle ne comporte pas moins de 100 amplificateurs à transistors qui amplifient les tensions les plus faibles cent millions de fois sans altération. Un panneau de connexion des câbles permet de relier les composants pour la résolution des problèmes posés.

Cette calculatrice analogique constitue le noyau du simulateur d'alunissage étudié par le Prof. Rössger, de l'Institut d'Aéronautique et de trafic aérien de l'Université Technique de Berlin, en collaboration avec la Sté Telefunken ; ce sera le premier équipement de ce genre en Allemagne. Il doit représenter une fusée d'alunissage avec son poste de pilotage. Le pilote du simulateur sera renseigné sur le mouvement de la fusée par des instruments et par la projection du paysage lunaire qu'il verrait au cours d'un vol réel. Il pourra commander la poussée des réacteurs et faire tourner la fusée autour de trois axes. Au début de l'exercice, le pilotage automatique est en service : le pilote voit la surface de la lune s'approcher. A 15 km d'altitude, il prend les commandes en mains et descend la fusée jusqu'à une altitude de 300 m. En une à deux minutes de vol immobile, il pourra explorer la surface lunaire et choisir un point d'alunissage plat sur lequel il posera sa fusée aussi doucement qu'un hélicoptère.

Ces travaux ont plusieurs buts. Cette nouvelle utilisation de la calculatrice analogique permet d'approfondir une expérience qui servira pour son développement ultérieur. De plus, les exercices permettent de rationnaliser l'équipement des cabines de pilotage tout en entraînant le futur pilote.

Bien qu'une participation allemande aux vols vers la lune ne soit pas envisagée pour le moment, les résultats obtenus avec le simulateur d'alunissage seront immédiatement exploitables pour la technique et la recherche. Ils laissent espérer des impulsions nouvelles dans la technique des simulateurs d'avion qui, avec l'augmentation des vitesses, posent des problèmes de plus en plus compliqués.

LA PARTICIPATION DE TEXAS INSTRUMENTS A LA RÉUSSITE DE MARINER IV

TEXAS INSTRUMENTS signale avoir fortement contribué au succès dans Mariner IV en réalisant quatre des équipements de bord du vaisseau spatial :

— le magnétomètre à hélium qui a enregistré les champs magnétiques de la Terre à Mars et au-delà ;

— l'équipement électronique qui commandait le déclenchement du magnétoscope qui a enregistré et transmis les photos de Mars ;

— l'appareillage commandant le gyroscope qui corrigeait les oscillations du vaisseau spatial et a servi à l'orien- à mi-route puis lors du passage à proximité de Mars ;

— l'équipement d'enregistrement de données qui a fonctionné en permanence pendant 6 000 heures envoyant quotidiennement 700 000 éléments d'information. Cet ensemble a enregistré plus de 10 millions de mesures (tension des batteries, températures, niveau du carburant, etc.) pendant le voyage de 7 mois et demi.

Le matériel au sol utilisé pour décoder les informations transmises par Mariner IV, ainsi que l'appareillage de contrôle, ont également été fournis par TEXAS INSTRUMENTS.

Si la réussite du voyage est déjà une prouesse en soi, l'envoi et la réception des données en est une autre. En effet, la puissance d'émission de Mariner IV était de 10 W et la distance qui sépare Mars de la Terre étant de 240 millions de kilomètres, le signal à la réception n'avait alors qu'une puissance inférieure à 10^{-18} W.

Cette faible puissance ne permettait qu'une cadence de transmission extrêmement lente (de l'ordre de 8,75 bits par seconde), chaque photo nécessitant 250 000 bits, la durée de transmission était de 8 h 30 par photo.

L'équipement de traitement de données a fonctionné sans interruption pendant 7 mois et demi, transmettant plus de 250 000 000 de bits Bien que certains circuits critiques aient été doublés par des circuits « de secours », il n'a pas été nécessaire d'y faire appel.

GÉNÉRATEUR ISOTOPIQUE DE 75 W

La Commission américaine de l'Énergie atomique a choisi les firmes Lockheed Missiles and Space et la Nuclear Materials and Equipment Corporation pour la conclusion d'un contrat prévoyant la construction, l'essai et la mise au point d'un générateur thermo-électrique à isotopes devant fournir du courant électrique à un satellite terrestre, non habité.

Ce nouveau générateur qui s'appellera SNAP 25, fonctionnera au plutonium 238 et aura une puissance de 75 W. La chaleur dégagée par la désintégration du plutonium sera convertie directement en électricité par une série de thermocouples. Il sera particulièrement léger par rapport à sa puissance. Sa durée de vie minimale sera de cinq années. Les essais en vol sont prévus pour 1968.

LE SECAM IIIa

Les Laboratoires de la CFT, travaillant en étroite coopération avec les Services de Recherche de l'O.R.T.F., se sont attachés à l'analyse fine de certaines caractéristiques techniques du système SECAM, les paramètres de modulation de la sous-porteuse, en particulier.

Les études, en raison du nombre de facteurs en cause et de leurs réactions mutuelles, ont été menées avec l'aide d'une « force de calcul » électronique comprenant, entre autres, un calculateur analogique universel ANALAC A-110. Elles ont démontré que le choix judicieux du sens de modulation des deux signaux de chrominance, en permettant une répartition spectrale asymétrique particulière autour de la sous-porteuse, apportait d'importants perfectionnements. Cette modification — qu'il n'est possible de réaliser qu'avec le SECAM — permet à son tour de reprendre d'autres paramètres en les portant à leur valeur optimale, notamment la profondeur de modulation.

Cette structure parfaitement équilibrée des paramètres permet d'avoir une image dont la qualité se trouve accrue par une brillante reproduction des transitoires dans les couleurs vives (fortement saturées) ; parallèlement, la compatibilité atteint un niveau encore plus favorable.

Enfin, un gain, de l'ordre de 2 dB (ce qui équivaut à une augmentation de 60 % de la puissance) accroît notablement la portée et la protection de la couleur SECAM dans les cas de transmission à longue et à très longue distance, même avec bande passante limitée.

Le SECAM peut ainsi maintenir une très haute qualité d'image avec des équipements d'infrastructure simples et à

maintenance réduite dont les autres systèmes semblent incapables de se contenter sans une dégradation inadmissible de l'image.

Les incidences matérielles de ces modifications sur le récepteur SECAM sont pratiquement nulles. Limitées au seul changement de valeur de quelques composants, elles laissent intacte l'extrême simplicité des circuits, donc le prix du récepteur.

Les prochaines émissions expérimentales effectuées par l'ORTF ainsi que les démonstrations en France et à l'étranger seront faites avec les paramètres optimisés dont l'ensemble prend le nom de SECAM IIIa.

Des études entreprises à partir de ces résultats, en coopération avec des spécialistes des télécommunications spatiales français et soviétiques, viennent de conclure à la primauté du SECAM pour les transmissions spatiales de télévision en couleur, confirmant ainsi l'intérêt que les plus importants Organismes de Recherche viennent de lui porter.

Dans le domaine de l'enregistrement magnétique semi-professionnel et dans celui des circuits à transistors, de nouveaux développements sont attendus sous peu.

CARNET DES SOCIÉTÉS

LA C.A.E.

Le 24 juin 1965, M. Maurice Bokanowski, Ministre de l'Industrie et du Commerce a inauguré aux Clayes, près de Versailles, la nouvelle usine de la Compagnie Européenne d'Automatisme Électronique (CAE).

Cette usine, dans laquelle une surface importante a été réservée aux Laboratoires d'Études et de Recherches, permettra à la CAE d'améliorer encore son excellente position sur le marché européen dans le domaine de l'automatisation industrielle par calculateur, ainsi que dans celui du calcul scientifique, l'automatisation administrative et les applications militaires et spatiales.

Dans ce nouveau cadre, la CAE bénéficie de liens étroits qui l'unissent à des sociétés de télétransmissions, d'instrumentation et de génie industriel comme on le verra sur l'organigramme ci-dessus. Dans le domaine nucléaire, la CAE poursuit sa collaboration avec INTERTECHNIQUE.

En Europe, la CAE a créé des Filiales ou Agences en Italie, Allemagne, Belgique, Hollande, Espagne et Grèce.

LA GT&E AMÉRICAINE ET LA SOCIETA GENERALE DI TELEFONIA ED ELETTRONICA

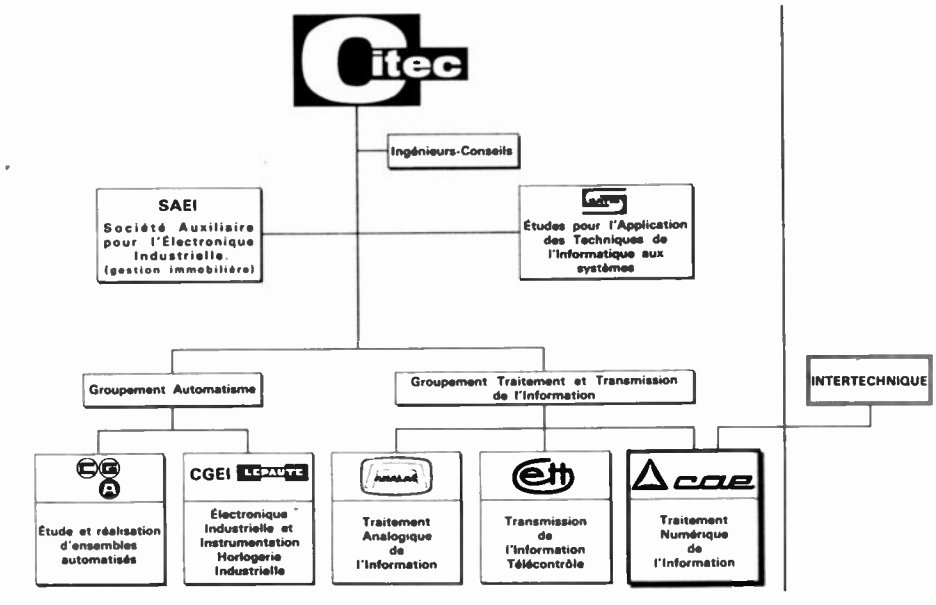
La Società Generale di Telefonia ed Elettronica S.p.A. fabrique des équipements pour communications à hyperfréquence et courants porteurs ; elle est également spécialisée dans les équipements téléphoniques. La société, dont le siège est à Cassina de' Pecchi, dans la banlieue de Milan, est une filiale de la General Telephone & Electronics International Inc, elle-même filiale de General Telephone & Electronics Corporation.

La Società GT&E a été constituée au début de cette année par la fusion de la Marelli Lenkurt et de l'Automatic Electric, toutes deux filiales de la GT&E Internationale.

Le système perfectionné à hyperfréquence utilisé à la station au sol de Fucino pour le programme global de communicatins de « Early Bird » a été mis au point et fabriqué à l'usine de Cassina de' Pecchi ; les équipements de télécommunications et les appareils d'éclairage sortent des usines de Milan et de Marcianise, près de Naples.

La Società GT&E emploie au total, en Italie, 2 500 personnes.

Outre la Società GT&E, la GT&E International a deux autres filiales : la Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche ayant son siège à Milan et la Società Industriale Vicentina Illuminazione dont le siège est à Vicence.



Le chiffre d'affaires de la CAE a plus que doublé de 1963 à 1964, et doublera encore vraisemblablement en 1965 L'effectif, composé de trente personnes en 1960, atteindra le millier, dont trois cent vingt ingénieurs, à la fin de l'année.

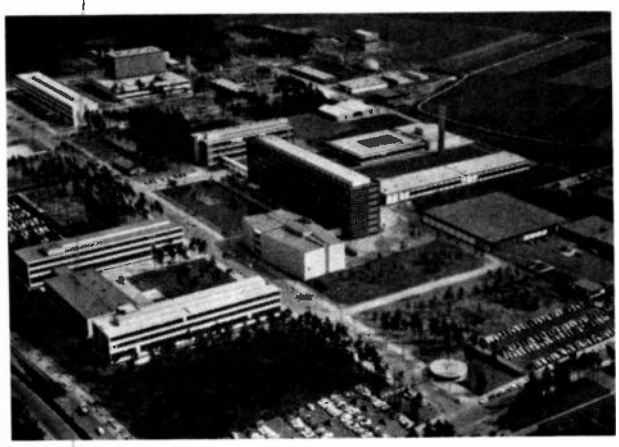
En 1964, la CAE a rejoint le Groupe « Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Électroniques de Contrôle », (CITEC), formé par la Compagnie générale de télégraphie Sans Fil (CSF), et la Compagnie Générale d'Électricité (CGE).

La FIVRE produit, dans son usine de Pavie, des tubes électroniques et des tubes-images de télévision. Quant à la SIVI, elle fabrique une gamme variée de lampes à incandescence, dans son usine de Vicence.

La GT&E International conserve la responsabilité des fabrications et des marchés à l'étranger, tant pour les produits sortis des ateliers de la GT&E américaine que de ses filiales, l'Automatic Electric Co, la Sylvania Electric Products Inc. et la Lenkurt Electric Co. Inc.

LE CENTRE DE RECHERCHES SIEMENS A ERLANGEN

Dernièrement, le Centre d'études et de recherches des Siemens-Schuckertwerke a été inauguré au sud de la ville universitaire bavaroise d'Erlangen. Sur un terrain de trente hectares, des bâtiments de plain-pied et à plusieurs étages, abritant des laboratoires divers ainsi que des plateformes d'essai, des bureaux d'études, des ateliers et des bureaux administratifs, sont répartis dans des espaces verts. Un terrain est également prévu pour les grands essais ne pouvant être effectués qu'à l'extérieur.



Le Centre de Recherches Siemens à Erlangen

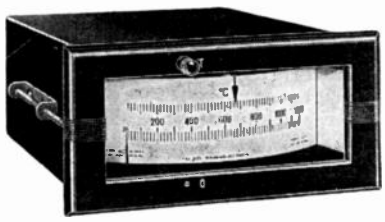
Sur la photographie, on peut voir, au premier plan, le bâtiment en forme de U des laboratoires de recherches appliquées auquel fait suite le complexe des laboratoires de recherches fondamentales avec, à l'avant, le bâtiment de la physique des plasmas, puis celui à huit étages de la physique générale et le bâtiment de la chimie ainsi que le laboratoire de plain-pied de la radio-chimie. A l'arrière-plan, on voit le bâtiment de recherches des réacteurs avec le hall de 25 m de haut servant à l'essai des éléments constitutifs des centrales nucléaires.

1 500 personnes environ de 35 ans d'âge moyen travaillent actuellement dans le centre de recherches qui ne groupe qu'une partie du personnel des Siemens-Schuckertwerke occupé à la recherche et à l'étude. 40 % du personnel employé sont des physiciens, des chimistes et des ingénieurs, dont beaucoup ont déjà acquis une renommée mondiale. Le restant du personnel englobe les assistants électrotechniques, les agents techniques et les laborantins qui ont reçu leur formation soit dans la Société Siemens, soit dans des écoles techniques.

Actuellement, les travaux du centre de recherches des Siemens-Schuckertwerke à Erlangen ont trait aux domaines des semiconducteurs, des supraconducteurs, de la physique des plasmas, de la transformation directe de l'énergie (piles à combustible, générateurs magnétohydrodynamiques, etc.), des techniques d'automatisation et de régulation ainsi qu'au développement des réacteurs nucléaires.

Sur les 215 000 personnes qu'emploie la Société Siemens en République fédérale d'Allemagne, 15 000 environ s'occupent de recherches et de mises au point.

SICOGNE et Cie



Régulateur de température électronique

APPAREILS DE MESURE ELECTRIQUE
4, 6, 8 RUE DE BORREGO - PARIS 20e
Tél. : MEN. 93-40

APPAREILS SPÉCIAUX
à hautes performances

FONCTION V - R d'entrée $10^{14}\Omega$, calibres 10 mV à 50 kV, c = 15 pF.

Δ V - R d'entrée $10^{14}\Omega$, sensibilité depuis 200 µV sur 1 V à 5 kV.

FONCTION I - R d'entrée nulle, sensibilité depuis 10^{-16} A à 10^{-9} A.

FONCTION R - Sensibilité $10^{13}\ \Omega$, exempt de constante de temps sur capacités.

FONCTION C - 50 Hz, 0,02 pF à 1 µF, en continu jusqu'à 10 000 µF.

MESURES MAGNÉTIQUES - 1 à 30 000 G, pertes en watts, perméabilité.

CONDUCTIVITÉ (Liquides) - 1 Ω à 1 000 MΩ, capacité du câble compensée.

INTÉGRATEUR LINÉAIRE - Réponse 100 µs, durée jusqu'à 60 mn.

ENREGISTREUR POTENTIOMÉTRIQUE - R d'entrée 3 MΩ. Réponse 0,3 s, 10 mV - 20 V - Z ⏚ 100 MΩ à 100 Hz.

CONVERTISSEURS D'IMPÉDANCE - $10^{13}\ \Omega/10^{3}\ \Omega$, 10 mV, 30 V.

TRANSISTORMÈTRE - Consommation nulle *V* et *I*, tous paramètres statiques et dynamiques.

APPAREILS D'ALARME - Maxi-mini, pH, résistivité, niveaux, charges statiques.

RÉSISTANCES A COEFFICIENT DE TENSION NÉGLIGEABLE - 10^{9} à $10^{15}\ \Omega \pm 0,5 \pm 1\ \%$.

EMOUZY.
fondé en 1915 - S.A. Capital 1 million
— Fournisseur de 3 800 Laboratoires en France et dans 42 Pays étrangers —

Bureaux et Ateliers :
63, rue de Charenton,
PARIS-12e - Métro : Bastille
Tél. 343-07-74 ou 07-75

RAPY 5-6

AUGUSTE-C. RAES
Ingénieur civil A.i.Lg. A.i.M.

ISOLATION SONORE ET ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

Problèmes techniques
et
solutions pratiques

Un volume de 384 pages, 16×24 cm, relié pleine toile. Prix : 70 F.

DONNÉES GÉNÉRALES SUR LES SONS, LES BRUITS ET LES VIBRATIONS
(propriétés et mesures)

*

LA PROPAGATION DES SONS DANS LES BATIMENTS

*

PRATIQUE DES MATÉRIAUX

*

L'ABSORPTION DES BRUITS DANS LES LOCAUX

*

LA RÉALISATION D'IMMEUBLES INSONORES

*

L'ACOUSTIQUE DES SALLES

Editions CHIRON 40, rue de Seine - PARIS

CCP 53-35 Paris

BOULDER LABORATORIES
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
FEB 7 1966

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 464
NOVEMBRE 1965
PRIX : 6 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

SCHNEIDER R.T., Division Electronique Professionnelle, présente ses nouveaux voltmètres numériques Vénus type 123/124. Précision 10^{-3}

■

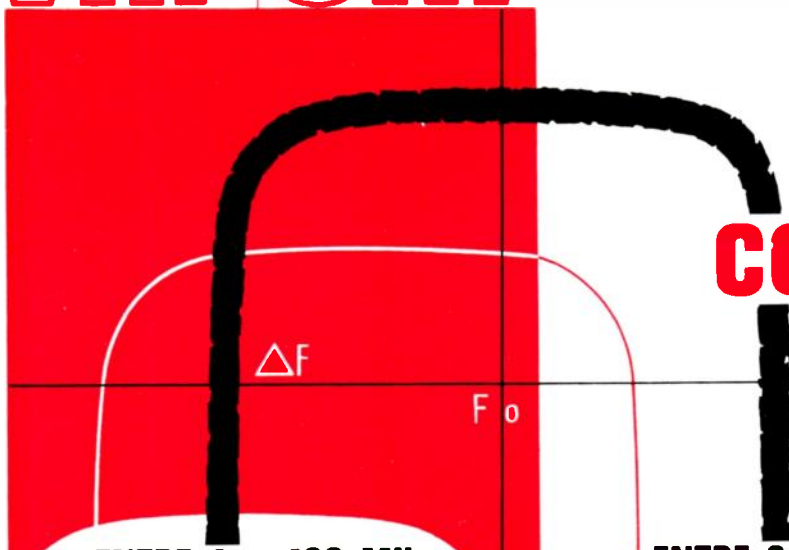
Les hypersons, Y. Le CORRE. - Interaction électron-phonon J. TAVERNIER. - Amplificateur acoustique, C. BAUMBERGER, R. VU HUY DAT. - Piézoélectricité et acoustoélectricité, G. QUENTIN, J.M. THUILLER. - Transducteurs à couche à déplétion, B. JACQUES. - Ondes magnéto-élastiques, J. JOFFRIN. - Interaction spins-hypersons, R. DUISSON. - Systèmes multiplex militaires, R. GUIRMAND, R. HOSO. - Analyseur de spectre, H. VERMEILLE. - Impédance variable à contrôle électrique, D. HARBY. - Convertisseur analogique digital différentiel, J.M. VAUCHY, M. BIRNBAUM, E. DEVE. - Méthode d'étude des systèmes discontinus, E.J. CASSIGNOL, Y. DUCLAN.

NOUVEAUX

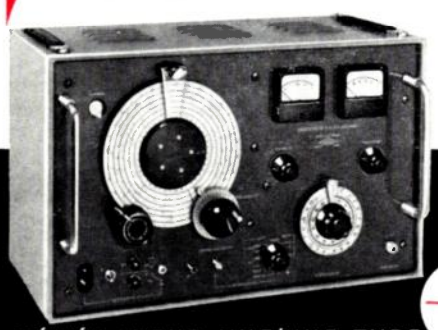
GÉNÉRATEURS VHF UHF

FERISOL

à niveau constant ±1 db



ENTRE 4 ET 400 MHz



GÉNÉRATEUR VHF/UHF-TYPE **L 114**

Plage de fréquences : 4 MHz à 400 MHz en 6 gammes - Lecture directe de fréquence - Précision : ± 0,3 %
Niveau de sortie : **constant** à ± 1 dB sur toute la plage de fréquences
Tension de sortie : variable de 0,05 µV à 0,1 V sur charge 50 Ω
Atténuateur à piston : – 7 dBm à –133 dBm (0 dBm : 1 mW sur 50 Ω)
Impédance de sortie nominale : 50 Ω (T.O.S. < 1,2) - Possibilité de sortie sur 75 Ω par l'intermédiaire d'un adaptateur 50 75 Ω
Modulation d'amplitude en sinusoïdal :
Taux variable de 0 à 50 %
400 Hz et 1000 Hz intérieurement
30 Hz à 10 kHz extérieurement
Modulation en signaux carrés :
400 Hz et 1000 Hz intérieurement
100 Hz à 10 kHz extérieurement
Modulation extérieure en impulsions : Largeur de 2 µs à 10 µs suivant la fréquence, jusqu'aux signaux carrés.
Amplitude nécessaire : 6 volts minimum
Tension maximum : 50 Volts

ENTRE 8 ET 220 MHz

GÉNÉRATEUR VHF-TYPE **L 702**

Plage de fréquences : 8 MHz à 220 MHz en 5 gammes **Une 6e gamme peut être étalonnée à la demande** – Lecture directe de F. précision ⩾ ± 1 %

Niveau de sortie : **constant** à ± 1 dB sur toute la plage de fréquences

Tension de sortie à vide : variable de 0,25 µV à 0,5 V

Atténuateur à piston : + 6 dB à –120 dB

Impédance de sortie nominale : 75 Ω - Possibilité de sortie sur 50 Ω par l'intermédiaire d'un adaptateur

Modulation d'amplitude en sinusoïdal : 1000 Hz intérieurement - Taux variable de 0 à 50 % 50 Hz à 10 kHz extérieurement - Possibilité de modulation vidéo extérieure dans le câble de sortie par modulation à cristal.

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES (S.-&-O.)
TÉLÉPHONE 923-08-00 (5 LIGNES GROUPÉES)

FERISOL
SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 5.250.000 F

ETS GEFFROY ET CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

Agence PUBLIÉDITEC-DOMENACH 572

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION
S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION
ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F.
C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso "extrait des statuts".

*

PUBLICITÉ
Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Quatre modèles de voltmètres numériques « VENUS » (affichage par trois ou quatre chiffres plus la polarité) couvrent les domaines usuels d'application.

Caractéristiques essentielles :

Impédance d'entrée 1 000 MΩ, précision 10^{-3}, possibilité de mesurer des tensions entre 10 mV et 1 000 V, indication automatique de la polarité.

Un adaptateur spécial transforme ce voltmètre en un multimesureur qui permet la mesure des résistances de 100 Ω à 10 MΩ, précision 10^{-3}, la mesure des tensions alternatives (0,3 - 300 V) et de faibles tensions continues (0,1 et 1 V).

Société SCHNEIDER Radio Télévision
Electronique
12, rue Louis-Bertrand, 75 - Ivry
Tél. 482-43-87

45e année **Novembre 1965** 6 F

N° 464

SOMMAIRE

Les hypersons

Les hypersons 1269
Y. LE CORRE

L'interaction électron-phonon dans les semiconducteurs et son application à l'amplification ultrasonore 1274
J. TAVERNIER

Expériences d'amplification acoustique aux fréquences élevées 1285
C. BAUMBERGER, R. VU HUY DAT

Piézoélectricité et effets acousto-électriques dans le tellure à 77 °K 1293
G. QUENTIN, J.M. THUILLIER

Transducteurs à 1 000 MHz à couche à déplétion 1297
B. JACQUES

Ondes magnéto-élastiques 1300
J. JOFFRIN

Interaction des spins avec les hypersons 1302
R. BUISSON

Systèmes multiplex 4-12-24 voies à courants-porteurs à l'usage des armées de terre 1305
R. GUIRIMAND, R. HONO

Analyseur de spectre à séquence rapide 1315
R. VERMEILLE

Impédance variable à contrôle électrique en ondes centimétriques 1319
D. HARDY

Convertisseur analogique-digital différentiel utilisant la modulation de durée 1326
J.M. VAUCHY, M. BIRNBAUM, E. DÈVE

Sur une méthode d'étude des systèmes discontinus 1332
F. CASSIGNOL, Y. BURIAN JR

Le radiateur électromagnétique sphéroïdal allongé. Calcul de la résistance de rayonnement 1338
L. ROBIN

Robert Bureau 1892-1965 1345
B. DECAUX

Vie de la Société 1347

Informations et documentation technique. Communiqués et bibliographie 1350

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la C.F.T.H.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître deConférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire et du Département de Génie Électrique de Toulouse,
Vice-Président. — M. F. CAMBOU, Directeur du Centre d'Études Spatiales des Rayonnements de Toulouse.
Secrétaire-Général. — M. E. CASSIGNOL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Toulouse.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*, Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux .	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré.....	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES HYPERSONS, par Y. LE CORRE, *Faculté des Sciences de Paris.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1269 à 1273).

Les caractères généraux des hypersons (ondes élastiques de 10^9 à 10^{13} Hz) sont donnés avec les ordres de grandeur utiles.
Les interactions avec les phonons, les photons, les électrons, les ondes de spin et les spins sont décrits brièvement en signalant les expériences les plus significatives ou les plus récentes.

TRANSDUCTEURS A 1 000 MHz, A COUCHE A DÉPLÉTION par B. JACQUES. *Laboratoire de Physique Théorique. Collège de France.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1297 à 1299).

Etude d'un nouveau transducteur engendrant ou détectant des ondes hypersonores dans les solides : la conversion d'énergie se fait dans la région de charge d'espace d'une jonction p-n, où le couplage électrons-phonons est important.
Le matériau utilisé est un semiconducteur piézoélectrique : CdS, GaAs.
Ce transducteur se caractérise par une largeur de bande et un rendement de conversion acoustoélectrique importants.

L'INTERACTION ÉLECTRON-PHONON DANS LES SEMICONDUCTEURS ET SON APPLICATION A L'AMPLIFICATION ULTRASONORE, par J. TAVERNIER, *Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Paris.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1274 à 1284).

Le mécanisme de l'interaction électron-phonon dans les semiconducteurs est étudié dans les deux limites physiques précises. Pour des longueurs d'onde ultrasonore très inférieures au libre parcours moyen des électrons, nous avons exposé la théorie de PIPPARD *; dans le cas des grandes longueurs d'onde, nous avons particulièrement insisté sur la mise en paquets des électrons, base de la théorie phénoménologique de* WHITE, *bien connue.*
Enfin dans une dernière partie, grâce à la méthode du transfert d'énergie, nous discutons les limites et les performances attendues d'un dispositif d'amplification ultrasonore utilisant le sulfure de cadmium.

ONDES MAGNÉTO-ÉLASTIQUES, par J. JOFFRIN. *Laboratoire de Physique Théorique. Collège de France.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1300 à 1301).

Les trois principes qui permettent la réalisation des dispositifs à ligne à retard par couplages d'ondes de spin et d'onde de spin sont soulignés.

EXPÉRIENCES D'AMPLIFICATION ACOUSTIQUE AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES, par C. BAUMBERGER et R. VU HUY DAT, *Centre de Recherches Physico-chimiques de Dijon. C.S.F. Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1285 à 1292).

La théorie de HUTZON *et* WHITE *servant de base théorique, une étude expérimentale de l'amplification acoustique, en fonction des paramètres : conductivité, champ électrique et fréquence d'onde acoustique, est entreprise à la C.S.F., dans la gamme des fréquences acoustiques 30-700 MHz, sur deux matériaux semiconducteurs piézoélectriques : CdS et GaAs.*
Les auteurs présentent ici la technique qu'ils utilisent, les premiers résultats obtenus de l'étude en cours, et quelques remarques sur l'amplification et certains phénomènes annexes.

INTERACTION DES SPINS AVEC LES HYPERSONS, par R. BUISSON. *Laboratoire de Physique Générale. Faculté des Sciences de Grenoble et Société Alcatel.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1302 à 1304).

Avant d'aborder l'étude de l'interaction des spins avec les hypersons, on rappelle brièvement le principe de la résonance paramagnétique électronique et les différents processus de relaxation. On montre ensuite que l'interaction spin-hyperson fait intervenir les mêmes processus, mais où les vibrations thermiques (incohérentes) du réseau cristallin sont remplacées par des vibrations cohérentes. On cite enfin les informations supplémentaires apportées par l'étude de cette interaction et les difficultés expérimentales pour la mener à bien.

PIÉZOÉLECTRICITÉ ET EFFETS ACOUSTO-ÉLECTRIQUES DANS LE TELLURE A 77 °K, par G. QUENTIN et J.M. THUILLIER, *Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1293 à 1296).

La structure du réseau cristallin du tellure lui permet d'être un des rares éléments piézoélectriques.

Les auteurs donnent dans cet article le résultat de leurs expériences.

SYSTÈMES MULTIPLEX 4-12-24 VOIES A COURANTS PORTEURS, A L'USAGE DES ARMÉES DE TERRE, par R. GUIRIMAND, *Chef du Service Transmissions à la Société T.R.T.* et R. HONO, *sous-directeur à la Société C.I.T.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1305 à 1314).

Les auteurs décrivent les systèmes multiplex à 4-12-24 voies à courants porteurs qui ont été étudiés à la demande de la Section d'Etudes et de Fabrication des Télécommunications. Ces systèmes sont entièrement transistorisés et destinés à être exploités sur câble ou sur faisceau hertzien. Les auteurs rappellent, au préalable, les impératifs auxquels doivent répondre les matériels mobiles à l'usage des armées de terre et indiquent les solutions qui ont été retenues pour la réalisation mécanique et électrique de ces matériels.

SUMMARIES OF THE PAPERS

TRANSDUCERS AT 1000 MHz USING A DEPLETION BASE, by B. JACQUES, *Laboratoire de Physique Théorique, Collège de France*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1297 to 1299).

An account of a new transducer for the production or detection of hypersonic waves in solids. The energy conversion occurs in the space charge region of a p-n junction where the electron-phonon coupling is significant.

The material used is a piasoelectric semiconductor : CdS, GaAs.

This transducer is characterised by a considerable band width and a high acoustoelectric conversion efficiency.

HYPERSONICS, by Y. LE CORRE, *Faculté des Sciences de Paris*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1269 to 1273).

A description is given of the general characteristics of hypersonic waves (elastic waves from 10^9 to 10^{13} cycles per second) with the useful orders of magnitude.

Interactions with phonons, photons, electrons, spin waves and spins are briefly described with reference to the most significant of the most recent experiments.

MAGNETO-ELASTIC WAVES, by J. JOFFRIN. *Laboratoire de Physique Théorique. Collège de France*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1300 to 1301).

The three principles which allow the design of delay line systems using coupling by spin waves are described.

ELECTRON-PHONON INTERACTION IN THE SEMICONDUCTORS AND ITS APPLICATION TO THE ULTRASONIC AMPLIFICATION, by J. TAVERNIER, *Maître de conférences à la Faculté des Sciences de Paris*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1274 to 1284).

The mechanism of electron-phonon interaction in the semiconductors is studied in the case of two precise physical limits. For ultrasonic wavelength very shorter than the free mean path of electrons, we have shown the PIPPARD theory ; in the case of long wavelength we have particularly insisted on the electron parcelling up, basis of the well knowed phenomenologic WHITE theory.

Then in a last part, using the transfer method, we discuss the limits and the promised performances of an ultrasonic amplification apparatus using cadmium sulphide.

INTERACTION OF SPINS WITH HYPERSONS, by R. BUISSON. *Laboratoire de Physique Générale. Faculté des Sciences de Grenoble and Société Alcatel*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1302 to 1304).

Before entering on the study of the interaction of spins with hypersons a brief sketch is given of the principle of electronic paramagnetic resonance and the different relaxation mechanisms.

It is then shown that the spin-hyperson interaction is based on the same mechanisms but the non-coherent thermal vibrations of the crystalline network are replaced by coherent vibrations. Finally, an account is given of the supplementary information obtained from the study of this interaction and the experimental difficulties arising in the application of it.

EXPERIMENTS IN ACOUSTIC AMPLIFICATION AT HIGH FREQUENCIES, by C. BAUMBERGER and R. VU HUY DAT, *Centre de Recherches Physico-chimiques de Dijon. C.S.F., Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1285 to 1292).

An experimental investigation of acoustic amplification using the parameter of conductivity, electric field and acoustic wavelength has been undertaken, using the theory of HUTZON and WHITE as a basis, by the C.S.F. over the range of acoustic frequencies from 30 to 700 kilocycles and with two piezoelectric semiconductor materials : CdS and GaAs.

The authors give an account of the technique which they have used, quote the first results which they have obtained in the course of the work, and offer various remarks on amplification and associated phenomena.

MULTIPLEX SYSTEMS OF 4-12-24 CHANNELS USING CARRIER CURRENTS AND INTENDED FOR THE USE OF LAND FORCES, by R. GUIRIMAND, *chef du Service Transmissions à la Société T.R.T.* and R. HONO, *sous-directeur à la Société C.I.T.* L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1305 to 1314).

The writers describe 4-12 and 24 channel multiplex systems with carrier currents which have been developed at the request of the Development and Manufacturing section of the french Telecommunications organisation. These systems are entirely transistorised and are intended to be used on cables or on radio circuits. The writers review at the beginning the requirements which must be met by portable equipment intended for the use of land forces and explain the solutions which have been arrived at in the mechanical and electrical design of these equipments.

PIEZOELECTRICITY AND ACOUSTO ELECTRIC EFFECTS IN THE 77 °K TELLURIUM, by G. QUENTIN and J.M. THUILLIER, *Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure*. L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1293 to 1296).

The structure of the crystalline structure of the tellurium allows it to be one of the rare piezoelectric elements.

The authors give in this paper the result of their experiences.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

ANALYSEUR DE SPECTRE A SÉQUENCE RAPIDE, par H. VERMEILLE, *Ecole d'Ingénieurs Electroniciens de Grenoble*. L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1315 à 1318).

Le présent article a pour objet la description d'un appareil entièrement statique, à haute définition, permettant une analyse récurrente à cycle court d'un spectre de fréquences audibles variant avec le temps, tel que celui de la voix humaine. La rapidité et la finesse de l'analyseur découlent de la mise en œuvre d'un grand nombre de filtres passe-bande à coefficient de surtension élevé, suivis de détecteurs et d'un échantillonneur électronique rapide.

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-DIGITAL DIFFÉRENTIEL TRÈS LINÉAIRE UTILISANT LA MODULATION DE DURÉE, par J.M. VAUCHY, *Directeur*, M. BIRNBAUM, *Chef de laboratoire*, E. DÈVE, *technicien d'Etudes à la Division d'Electronique Professionnelle Schneider Radio-Télévision*. L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1326 à 1331).

Après avoir exposé les différents modes de conversion analogique numérique les plus utilisés, les auteurs décrivent sommairement le principe du procédé de conversion qu'ils préconisent.

Ce procédé est appelé modulateur de durée différentiel.

Deux générateurs de tensions rampe, par exemple linéairement décroissante, sont utilisés, l'un pour la tension à mesurer, l'autre pour une tension de référence. Ils sont déclenchés en même temps. Pour le premier, la tension rampe est arrêtée par un comparateur à la tension à mesurer ; pour le deuxième la tension rampe est arrêtée au zéro, par un autre comparateur. Ces deux opérations se traduisent par deux impulsions modulées en durée, l'une variable en fonction de la tension à mesurer, l'autre fixe. La différence des deux impulsions donne un temps proportionnel à la tension à mesurer et son signe.

Si les deux générateurs de tension rampe et les comparateurs sont identiques, ce procédé permet d'éliminer les erreurs dues aux dérives.

IMPÉDANCE VARIABLE A CONTROLE ÉLECTRIQUE EN ONDES CENTIMÉTRIQUES, par D. HARDY, *licencié ès Sciences, Ingénieur civil E.N.S.T.* L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1319 à 1325).

Cet article concerne l'étude en hyperfréquences (bande X) d'une impédance variable constituée d'un déphaseur électrique à ferrite associé à un varactor monté dans un guide d'ondes. Après avoir défini les possibilités d'une telle impédance, l'auteur donne quelques résultats de mesures effectuées sur des diélectriques liquides, le dispositif de mesure du type comparateur utilisant cette impédance variable comme référence.

SUR UNE MÉTHODE D'ÉTUDE DES SYSTÈMES DISCONTINUS, par F. CASSIGNOL, *Département de Génie Electrique. Institut National des Sciences Appliquées. Laboratoire de Génie Electrique, Toulouse*, Y. BURIAN Jr, *Institut Technique de l'Aéronautique. Sao José dos Campos (SP), Brésil*. L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1332 à 1337).

Partant de l'étude d'un circuit oscillant régi par une équation différentielle du second ordre, les auteurs montrent qu'il est possible de ramener l'étude d'un tel circuit à celle d'une équation différentielle du premier ordre. Ces considérations les amènent à indiquer une méthode d'étude des systèmes discontinus et à en préciser les domaines de validité. Des exemples de systèmes permettent de mettre en évidence l'intérêt de cette technique.

LE RADIATEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE SPHÉROIDAL ALLONGÉ. CALCUL DE LA RÉSISTANCE DE RAYONNEMENT, par L. ROBIN, *Ingénieur en chef des télécommunications C.N.E.T., Issy-les-Moulineaux*. L'Onde Electrique de novembre 1965 (pages 1338 à 1344).

On exprime sous forme de deux tableaux et d'une courbe représentative les résultats de calculs numériques donnant la résistance de rayonnement d'une antenne symétrique (constituée par un ellipsoïde de révolution très allongé, alimentée le long de son équateur. La formule appliquée, publiée antérieurement, est rigoureuse.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

DIGITAL DIFFERENTIAL ANALOGUE CONVERTOR OF VERY LINEAR KIND USING TIME MODULATION by J.M. VAUCHY, *Directeur*, M. BIRNBAUM, *Chef de Laboratoire*, E. DÈVE, *technicien d'Etudes à la Division d'Electronique Professionnelle Schneider Radio-Télévision.* L'Onde Electrique, November, 1965, pages 1326 to 1331.

After an account of the various methods of numerical analogue conversion commonly used, the writers describe briefly the principle of the conversion mechanism that they are concerned with.

This method is called modulation by differential duration.

Two generators of changing voltage, for example linearly decreasing, are used, one for the voltage which is to be measured and the other as a reference voltage. They are switched on at the same moment. In the first, the changing voltage is stopped by a comparator at the voltage to be measured. For the second, the changing voltage is stopped at zero by another comparator. These two operations appear as two pulses modulated in duration, one variable in relationship to the voltage measured and the other fixed. The difference of these two pulses gives a time which is proportional to the voltage to be measured and its sign.

If the two changing voltage generators of the comparator are identical, this arrangement makes it possible to eliminate errors due to distortion products.

FAST SEQUENCE RECURRENT SPECTRUM ANALYZER by H. VERMEILLE, *Ing. IRG*, l'Onde Electrique, November 1965 (pages 1315 to 1318).

Hereafter is described a high definition analyzer without any mechanical switching intended for the recurrent analyzis of fluctuating audio frequency spectrum such as the human voice's spectrum.

Fast operation and fine resolution result from an array of high Q band-pass filters, each being followed by a linear detector and a fast sampling circuit.

A METHOD FOR THE STUDY OF DISCONTINUOUS SYSTEMS, by F. CASSIGNOL, *Département de Génie Electrique. Institut National des Sciences Appliquées. Laboratoire de Génie Electrique, Toulouse*, Y. BURIAN Jr, *Institut Technique de l'Aéronautique Sao José dos Campos (SP) Brésil.* L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1332 to 1337).

Beginning with the examination of an oscillatory circuit governed by differential equation of the second order, the writers show that it is possible to extend the study of such a circuit to that of a differential equation of the first order. These considerations lead them on to describe a method of study for discontinuous systems and to define the areas of validity. Examples of some systems make it possible to show the usefulness of this technique.

ELECTRICALLY-CONTROLLED VARIABLE IMPEDANCE, by D. HARDY, *licencié ès sciences, Ingénieur Civil E.N.S.T.* L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1319 to 1325).

This article is concerned with the study at hyperfrequencies (band X) of a variable impedance made up of an electrical ferrite dephasing circuit associated with a variable impedance mounted in a wave guide. After an account of the possibilities of such a device the writer quotes various measurements made on liquid dialectrics where the measuring device, of the comparator kind, uses this variable impedance as a reference.

THE RADIATION RESISTANCE OF A LONG SPHEROIDAL ELECTROMAGNETIC RADIATOR, by L. ROBIN, *Ingénieur en chef des Télécommunications C.N.E.T. Issy-les-Moulineaux.* L'Onde Electrique, November 1965 (pages 1338 to 1344).

This is an account with two diagrams and a curve showing the results of numerical calculations to give the radiation resistance of a symmetrical antenna in the shape of a very long ellipsoid driven across its equator.

The formula used, previously published, is an exact one.

LES HYPERSONS *

PAR

Y. LE CORRE

Faculté des Sciences, Paris

1. Définition

On appelle hypersons les ondes acoustiques dont la fréquence relève des techniques hyperfréquences, c'est-à-dire supérieure à 10^9 Hz.

Cette fréquence est bornée supérieurement par la structure périodique des cristaux.

Considérons, en effet, le cas simple d'une onde se propageant suivant un axe 100 dans un cristal cubique :

$$\xi_n = \xi_0 \exp j\, 2\,\pi\,(\nu t - n\,a\,k)$$

où n est le numéro du nième plan réticulaire normal en vecteur d'onde k (a est la distance entre deux plans réticulaires).

On remarque que l'onde de nombre d'onde $k+p/a$ (p entier),

$$\xi'_n = \xi_0 \exp j\,2\pi\left[\nu t - na\left(k + \frac{p}{a}\right)\right],$$

est la même que l'onde ξ_n car $\exp j\ 2\pi np = 1$. Les ondes de nombres d'onde k et $k+p/a$ ont même fréquence, c'est-à-dire que la périodicité du cristal dans l'espace réel entraîne la périodicité de la courbe $\nu(k)$ dans l'espace des k (on généralise aisément).

La verticale passant par l'origine est un axe de symétrie pour les cristaux où la vitesse de l'onde ne dépend pas du sens de propagation (seuls les cristaux magnétiques pourraient faire exception). La verticale par $a/2$ est donc également axe de symétrie. La pente $d\nu/dk$ y est horizontale par raison de symétrie (sauf dans le cas exceptionnel des cristaux à deux atomes identiques par maille où on a un point de croisement).

La courbe de dispersion a donc l'allure indiquée sur la figure 1 qui représente le cas d'une chaîne linéaire à un seul atome par maille.

Dans les solides, a est de l'ordre de quelques angströms. La pente à l'origine est la vitesse du son, de l'ordre de quelques km/s. La fréquence maximale est donc de l'ordre de 10^{13} Hz.

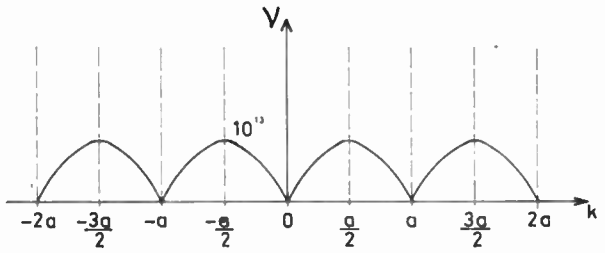


FIG. 1. — Vibration d'une chaîne linéaire.

2. Propriétés élémentaires des hypersons

La fréquence maximale, de l'ordre de 10^{13} Hz correspond à une longueur d'onde acoustique de l'ordre de grandeur des dimensions atomiques : 5 Å.

Les hypersons de 10^{10} Hz ont une longueur d'onde de l'ordre de 0,5 μ. On est dans le domaine des longueurs d'ondes lumineuses. Les expériences doivent être réalisées avec la précision de l'optique.

A ces fréquences, le caractère quantique des ondes élastiques apparait. Le quantum est appelé phonon, son énergie est $h\nu$ et sa quantité de mouvement $h\vec{k}$. Les interactions avec les ondes élastiques peuvent s'interpréter comme un choc avec des particules : les phonons.

(*) Conférence prononcée le 2 juin 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 2e section de la SFER : " Les Hypersons dans les Solides ".

Fréquence	10^9	10^{11}	10^{13}	Hz
Energie de quantum $h\nu$	$0{,}004.10^{-3}$	$0{,}4.10^{-3}$	40.10^{-3}	eV
Longueur d'onde acoustique	50 000	500	5	Å
Vitesse d'un électron de quantité du mouvement $h\,k = h/\lambda = h\nu/V_{son}$	$1{,}4.10^2$	$1{,}4.10^1$	$1{,}4.10^6$	m/s

Un flux acoustique de 1 W/cm² représente une densité d'énergie de 2 μJ/cm³ ou 10^{13} eV/cm³, soit

Fréquence	10^9	10^{11}	10^{13}	Hz
Nombre de phonons par centimètre cube	$2{,}5.10^{18}$	$2{,}5.10^{16}$	$2{,}5.10^{14}$	cm^{-3}
Amplitude de l'oscillation	5.10^{-10}	5.10^{-12}	5.10^{-14}	cm
Vitesse de déplacement	3	3	3	cm/s
Accélération	2.10^{10}	2.10^{12}	2.10^{14}	cm/s^2
Déformation.....	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}	
Tension	10^7	10^7	10^7	dynes/cm²

3. Intérêt des hypersons

La chaleur d'un corps est l'énergie de son agitation thermique. Dans un cristal, cette agitation est décomposable en ondes élastiques planes dont la fréquence s'étend jusqu'à 10^{13} Hz. Mais l'ensemble du spectre n'est excité que si la température est suffisante.

A température ambiante (300 °K), les phonons les plus nombreux ont une fréquence voisine de la fréquence maximale (10^{13} Hz) mais à 3 °K, la fréquence la plus intense est vers 10^{11} Hz.

Un hyperson de 10^{11} Hz représente donc une composante monochromatique de l'agitation thermique très répandue à la température de l'hélium liquide.

Lorsqu'on calcule théoriquement la variation d'un phénomène avec la température, on doit faire le bilan de l'interaction avec les phonons de toute fréquence, toute direction et toute polarisation. L'interaction avec une onde hypersonore donnée permet une analyse fine du phénomène.

Par ailleurs, en technique, les hypersons conduisent à des dispositifs originaux : lignes à retard (éventuellement variables), amplificateurs, circuits non linéaires, etc.

4. Adaptation des transducteurs classiques

Le résonateur piézoélectrique doit avoir une épaisseur inférieure à quelques microns si l'on ne veut pas

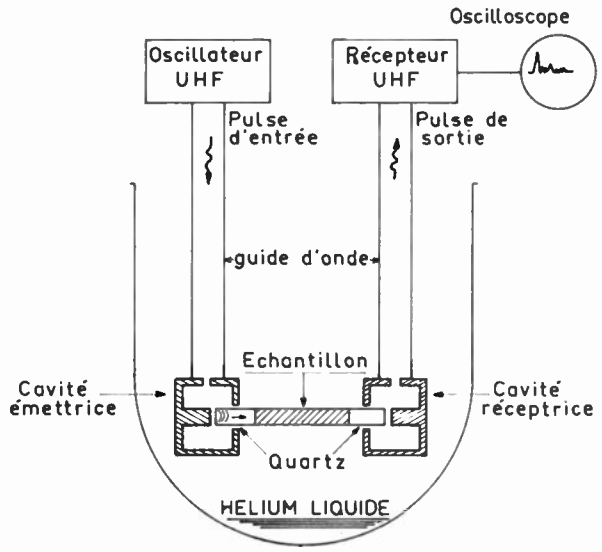


FIG. 2. — Principe d'un montage permettant d'étudier la propagation d'un train d'impulsion hypersonore.

résonner sur un harmonique élevé. On utilise les techniques suivantes :

Couches épitaxiques [1] de CdS ou ZnS sur différents substrats.

Couches à déplétion ou à diffusion [2] : CdS, AsGa.

Le résonateur piézomagnétique [3] prend une forme différente : une couche de nickel est déposée sur le matériau à étudier, placé dans un champ magnétique H_0. On excite la précession des moments magnétiques ou « résonance ferromagnétique » autour de H_0 à l'aide d'un champ magnétique hyperfréquence créé dans une cavité. Cette précession s'accompagne d'une déformation élastique. Les fréquences sont limitées par le champ magnétique dont on dispose (il faut quelques kilogauss pour 1 GHz).

Il n'est pas nécessaire de disposer de couches qui résonnent élastiquement : la force piézoélectrique est produite par la divergence de termes de la forme eE où e est une constante piézoélectrique et où E est le champ électrique [4].

Un quartz qui pénètre dans une cavité réentrante est soumis à un gradient de champ et donc à une contrainte piézoélectrique exercée en surface (fig. 2).

L'adaptation d'impédance est difficile à réaliser entre une onde électromagnétique qui se propage à la vitesse de la lumière et une onde élastique qui se propage à la vitesse du son. On a couramment des pertes d'insertion de 20 dB à 1 GHz, et de 30 dB à 10 GHz.

Une méthode intéressante consisterait à déposer des couches épitaxiques périodiques, de piézoélectricité contraire, toutes les demi-longueurs d'onde élastique.

5. Interaction avec les phonons

L'atténuation est importante à température ambiante : 4 dB/cm pour le quartz à 1 GHz. La distribution des phonons au cours du passage de l'onde n'est plus une distribution d'équilibre. En particulier, les régions comprimées s'échauffent. Une partie de l'énergie de l'onde incidente est prise par choc avec les phonons pour tendre vers la distribution d'équilibre isotherme.

Le processus est fort complexe. A basse température, l'atténuation des hypersons décroît brutalement lorsque le libre parcours moyen des phonons dépasse la longueur d'onde hypersonore (vers 25 °K pour le quartz).

Le cas simple du choc entre deux ondes hypersonores permet d'éclairer le problème. Il s'effectue avec conservation de l'énergie $h\nu$ et de la quantité de mouvement $h\vec{k}$. Dans l'interprétation ondulatoire, on dit que, par un processus d'interaction non linéaire du premier ordre, les ondes ν_p, $\vec{k}_p$ et ν_s, $\vec{k}_s$ construisent les deux ondes suivantes :

$$\nu_p+\nu_s, \quad \vec{k}_p+\vec{k}_s \quad \text{et} \quad \nu_p-\nu_s, \quad \vec{k}_p-\vec{k}_s$$

dont la polarisation est déterminée.

SHIREN [5] a pu observer qu'une onde élastique de 8,5 GHz introduite dans MgO à 2 °K est partiellement convertie en 17 GHz. SHIREN a également montré que si la puissance de l'onde ν_p (pompe 16,5 GHz) est assez élevée, l'onde ν_s (8,5 GHz) peut être amplifiée (gain obtenu : 3,5 dB/cm). Des conversions de 70 % ont été observées avec des fréquences pompe et signal de l'ordre de 10 GHz et création d'une onde sonore de 20 GHz. Voici donc un nouveau processus de génération d'ondes hypersonores particulièrement intéressant.

6. Interaction avec les photons

Il existe une grande analogie avec l'interaction hypersons-phonons. Les photons sont diffractés par les ondes élastiques et peuvent les amplifier. La différence principale est que, pour la même longueur d'onde, le photon est 100 000 fois plus énergique. La longueur d'onde d'un photon visible est celle d'un hyperson de quelques dizaines de gigahertz.

Le processus non linéaire d'interaction est donné par les constantes élastooptiques : le milieu soumis à un champ électrique se déforme (électrostriction) et réciproquement, l'indice de réfraction dépend des contraintes locales.

Une onde élastique se comporte comme un réseau d'indice variable qui progresse à la vitesse du son. Les photons sont réfléchis sous l'incidence de Bragg avec diminution de fréquence par effet Doppler conformément à la conservation de l'énergie et de la quantité de mouvement. Si le faisceau lumineux est intense (laser), l'amplification paramétrique prend naissance, et même la génération, en l'absence d'onde élastique initiale. C'est l'effet Brillouin stimulé observé par CHIAO [6] sur le quartz et le saphir à température ambiante. Le faisceau lumineux de 10 MW est concentré par une lentille. Le flux lumineux atteint 10^{12} W/cm² et engendre un flux acoustique de 10^8 W/cm² pour une puissance acoustique de 10^3 W/cm².

Dans l'hélium liquide, le calcul indique qu'il est inutile de concentrer le faisceau lumineux, surtout s'il est introduit dans un cristal se comportant comme un résonateur élastique. Il doit être alors possible de sélectionner certains modes d'ondes hypersonores stationnaires. L'effet Brillouin stimulé apparaît donc comme un nouveau moyen d'engendrer des ondes élastiques puissantes jusqu'à quelques dizaines de gigahertz.

7. Interaction avec les électrons

Les métaux absorbent beaucoup plus les hypersons que les isolants. En effet, un champ électrique accompagne l'onde élastique par suite du déplacement relatif des ions et des électrons. Il en résulte des pertes par effet Joule et, tant que le libre parcours moyen des électrons reste inférieur à la longueur d'onde élastique, un coefficient d'atténuation qui croît comme la résistivité électrique et comme le carré de la fréquence.

A la température de l'hélium liquide, une onde élastique de 1 GHz peut se propager sur quelques millimètres dans l'aluminium (une expérience intéressante a été réalisée sur le rhénium en présence d'un champ magnétique [7]).

L'atténuation chute brusquement à l'état supraconducteur. Plusieurs renseignements intéressants ont été obtenus avec les ultrasons de quelques dizaines de mégacycles par seconde. Les tentatives effectuées en hyperfréquence n'ont pas encore permis d'observer un résultat attendu : la destruction d'une paire de Cooper par l'impact d'un phonon dont l'énergie $h\nu$ est de l'ordre de l'énergie de liaison (10^{-4} eV).

Les semiconducteurs non piézoélectriques absorbent beaucoup moins : pour le germanium à température ambiante : 40 dB/cm à 1 GHz.

Dans les semiconducteurs piézoélectriques, l'onde élastique est accompagnée par un champ électrique important d'où des pertes Joule et un coefficient d'atténuation supplémentaire par conduction électrique :

$$\alpha = \frac{1}{2}\frac{\omega^2}{v_s\omega_c}K^2 = \frac{1}{2}\frac{\omega^2\sigma}{v_s\varepsilon}K^2$$

K^2 est le carré du coefficient de couplage électromécanique (10^{-2} à 1).

$\omega_c = \varepsilon/\sigma$ est la fréquence circulaire de relaxation diélectrique.

L'atténuation est proportionnelle à la conductivité (donc au nombre de porteurs), au carré du coefficient de couplage et au carré de la fréquence. Si ω est égale à ω_c, l'onde est atténuée par les porteurs au bout de $(1/\pi K^2)$ longueurs d'onde.

L'amplification acoustique peut être obtenue si un champ électrique impose aux électrons un mouvement d'ensemble à une vitesse supérieure à la vitesse du son [8] car ce sont alors les électrons qui fournissent de l'énergie à l'onde élastique. Les expériences réalisées à ce jour n'ont pas permis d'amplifier au-delà de quelques centaines de mégacycles par seconde alors que les théories courantes prévoient un maximum d'amplification dans la gamme des hyperfréquences. La difficulté provient du fait que tout le bruit de fond thermique est amplifié et interagit vigoureusement avec l'onde hypersonore introduite.

8. Interaction avec les ondes de spin

Les ondes de spin consistent en la propagation d'une oscillation de l'aimantation dans les matériaux magnétiques. Le matériau est déformé par magnétostriction. Il en résulte un fort couplage entre onde de spin et onde élastique. La longueur d'onde d'une onde de spin de fréquence donnée varie avec un champ magnétique extérieur ce qui permet de réaliser des lignes à retard variable en hyperfréquence.

Dans un champ de l'ordre du kilooersted, la longueur d'onde de spin peut être ajustée à la longueur d'onde élastique pour une fréquence de quelques gigahertz et le couplage est alors très intense.

Une onde de spin qui se propage dans un milieu où règne un champ variable peut être transformée intégralement en onde élastique.

Or, les ondes de spin peuvent être engendrées aisément à l'aide d'un champ magnétique hyperfréquence. L'amplitude d'oscillation des spins peut atteindre plusieurs dizaines de degrés alors qu'ils conservent une longueur pratiquement constante ; les effets non linéaires sont donc très importants et le pompage des ondes de spin est aisé.

Ainsi, MATTHEWS [9] a amplifié à température ambiante avec un gain de 30 dB des ultrasons de 700 MHz engendrés par un quartz collé à l'extrémité d'un barreau de YIG. L'amplification est obtenue par pompage transverse à 1 400 MHz à l'aide d'une boucle placée à l'autre extrémité du barreau.

Cette expérience a été dernièrement reprise par SPARKS et HIGGINS [10] qui ont obtenu une amplification de 13 dB avec des hypersons de 1 GHz pompés continûment à 2,6 GHz.

9. Interaction avec les spins

Considérons un milieu contenant des spins dilués, par exemple MgO avec des impuretés Fe^{++} (concentration 10^{-4}) ou Ni^{++} (concentration 10^{-3}). Les spins s'orientent dans un champ magnétique continu, leur énergie est répartie selon trois niveaux.

Ces niveaux sont inégalement peuplés, à basse température. Le niveau intermédiaire est élargi par les déformations inhomogènes du cristal. JACOBSEN et al. [11] avaient montré qu'à 2 °K, une onde hypersonore induit des transitions entre les niveaux 1 et 2 ou 2 et 3 comme le font les photons hyperfréquence en résonance paramagnétique et également entre les niveaux 1 et 3 (fig. 3).

Dans le cas de MgO dopé avec Fe^{++} ou Ni^{++}, le couplage avec une onde hypersonore est assez important. En effet, le spin électronique est très couplé avec le mouvement de l'électron sur son orbite ; or ce mouvement est lui-même perturbé par une déformation élastique qui modifie le champ électrique où se meut l'électron.

Une onde hypersonore de fréquence ν_{12} ou ν_{13} est absorbée, près de la résonance, avec une dispersion de la vitesse du son après un régime transitoire qui a été étudié à l'aide d'un interféromètre hypersonore par GUERMEUR et al. [12].

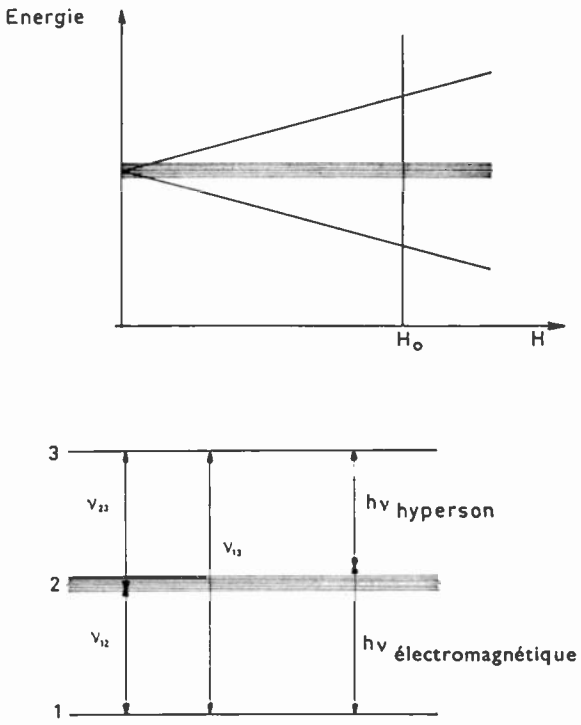


FIG. 3.

SHIREN avait déjà démontré l'accroissement de l'énergie électromagnétique absorbée à la fréquence ν(électromagnétique) en présence d'une onde hypersonore de fréquence ν(hypersonore) = $\nu_{13} - \nu$(électromagnétique).

L'intérêt d'un tel détecteur quantique réside dans le fait qu'il est insensible à la phase de l'onde hypersonore, contrairement aux détecteurs précédents où le signal est détecté sur une surface qui doit être parallèle aux surfaces d'onde.

Ce processus à deux quanta a permis inversement d'amplifier des hypersons de 8,5 GHz dans MgO dopé au Ni^{++} avec un gain de 28 dB/cm en pompant électromagnétiquement dans un champ alternatif de 50 Oe à la fréquence ν(électromagnétique) = 9 GHz. L'inversion de population entre les niveaux 1 et 3 nécessaire pour obtenir l'amplification est obtenue par passage adiabatique rapide [13].

Les ultrasons sont produits dans le quartz à l'aide de la cavité réentrante tandis que MgO est soumis au champ continu H_0, au champ hyperfréquence produit par la cavité rectangulaire et au champ alternatif basse fréquence produit dans le solénoïde.

Ce « maser à phonon » est plus efficace que celui qui avait été réalisé par TUCKER [14] dans le rubis avec un gain de 0,12 dB/cm.

Les détecteurs basés sur les niveaux de spin peuvent être perfectionnés à l'aide du pompage optique. Considérons, en effet, trois niveaux très inégalement espacés de sorte que ν_{23} corresponde à une transition optique circulaire gauche et ν_{12} à une transition hypersonore (fig. 4). A très basse température, par exemple à 10^{-2} °K, le niveau 2 est pratiquement complètement dépeuplé et les photons ν_{23} ne peuvent pas être absorbés. Mais l'annihilation d'un phonon ν_{12} suffit à peupler le niveau 2 et entraîne l'absorption d'un photon visible avec peuplement du niveau 3.

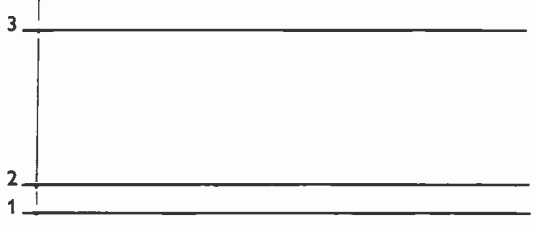


FIG. 4.

Au bout de quelque temps, le niveau 3 se dépeuple en émettant un photon visible ν_{23} circulaire gauche ou un photon de fréquence voisine ν_{13} qui est circulaire gauche ou un photon de fréquence voisine ν_{13} qui est circulaire droit.

En mesurant le rayonnement circulaire droit, on pourrait espérer détecter quelques phonons (le bruit de fond est pratiquement nul à 10^{-2} °K), c'est-à-dire une déformation relative de l'ordre de 10^{-17} et une intensité acoustique de 10^{-24} W/cm².

10. Conclusion

En quelques années, les hypersons ont pénétré dans tous les domaines de la physique du solide. Les expériences sont souvent délicates car les pertes d'insertion sont élevées, il faut travailler à basse température, les cristaux doivent être aussi parfaits que possible et les collages, transparents acoustiquement.

Mais l'amélioration des générateurs et des détecteurs se poursuit. Certains cristaux comme le YIG, le YAG et le $LiNbO_3$ atténuent peu les hypersons de 1 GHz à température ambiante. Déjà les lignes à retard variable intéressent les techniciens et de nouveaux systèmes amplificateurs sont en vue.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DE KLERK J. et KELLY E.F. — *Appl. Phys. Letters, 5*, 2 (1964).

[2] FOSTER N.F. — *Jl of Appl. Phys., 14*, 4 (1963).

[3] BÖMMEL H.E. and DRANSFELD K. — *Phys. Rev. Letters, 3*, 83 (1959).

[4] JACOBSEN E.H. — *Phys. Rev. Letters, 2*, 249 (1959). Quantum Electronics Symposium (1960). Columbia U.P.

[5] SHIREN N.S. — *Appl. Phys. Letters, 4*, 82 (1964).

[6] CHIAO R.Y., TOWNES C.W. et STOICHEFF B.P. — *Phys. Rev. Letters, 12*, 592 (1964).

[7] JONES C.K. and RAYNE J.A. — *Phys. Rev., 139*, 1876 (1965).

[8] HUTSON A.B., MCFEE J.H., WHITE D.L. — *Phys. Rev. Letters, 7*, 237 (1961).

[9] MATTHEWS H. — *Phys. Rev. Letters, 12*, 325 (1964).

[10] SPARKS R.A., HIGGINS E.L. — *Appl. Phys. Letters, 7*, 41, (1965).

[11] JACOBSEN E.H., SHIREN N.S., TUCKER E.B. — *Phys. Rev. Letters, 3*, 81 (1959).

[12] GUERMEUR R., JOFFRIN J., LEVELUT A., PENNE J. — *Phys. Letters, 15*, 203 (1965).

[13] SHIREN N.S. — *Appl. Phys. Letters, 7*, 142 (1965).

[14] TUCKER E.B. — *Phys. Rev. Letters, 6*, 547 (1961).

Articles généraux

JACOBSEN E.H. — General Electric Research Lab. Rapport n° 33 7357. Nov. 1959.

COMLEY W.J. — *Contemporary Physics, 4* (1962), 15.

ROWELL P.M. — *Brit. J. Appl. Phys., 14* (1963), 60.

CHABAN A.A. — *Sov. Phys. Acoustics, 10* (1964), 111.

JACOBSEN E.H. — A paraître dans *Science Magazine* (1965).

L'INTERACTION ÉLECTRON-PHONON DANS LES SEMICONDUCTEURS

son application à l'amplification ultrasonore

PAR

J. TAVERNIER

Maître de conférences

Faculté des Sciences de Paris

Introduction

Les premiers travaux qui tentaient d'expliquer la notion de résistivité électrique à l'aide de la description ondulatoire des électrons dans les corps solides ont très rapidement fait appel à l'interaction électron-phonon. L'effet du couplage électron-phonon se traduit par la diffusion des électrons d'un état défini par le vecteur d'onde $\vec{K}$ vers un état $\vec{K}'$. Cette diffusion des électrons est liée à l'émission ou à l'absorption de phonons. Dans cet article, nous ne considérerons pas les autres causes de la diffusion des électrons dans un solide : impuretés, dislocations du réseau... Ce couplage nous permet d'expliquer aisément l'atténuation des ondes ultrasonores dans les métaux où la diffusion des électrons est presque exclusivement assurée par les phonons de faible vecteur d'onde (phonons acoustiques). Par ailleurs, c'est cette même interaction électron-phonon qui, d'une part, est responsable de l'existence de paires d'électrons introduites par COOPPER pour démontrer l'existence de la supraconductivité : la stabilité de ces paires s'explique par un échange de phonons virtuels entre les deux électrons. D'autre part, cette interaction électron-phonon se retrouve à la base de la théorie du polaron dans les structures polarisables. L'émission et l'absorption de phonons virtuels par un électron font que ce dernier ne peut plus être considéré comme libre et, en particulier sa masse est modifiée .

(*) Cet article, rédigé par M. BUCHY, a fait partiellement l'objet d'une conférence lors de la demi-journée d'études du 2 juin 1965 du la 2e section de la SFER.

1. Description du couplage électron-phonon

1.1. NOTION DE POTENTIEL DE DÉFORMATION

Cette description du couplage électron-phonon est valable dans les semiconducteurs covalents (germanium, silicium) pour lesquels on peut négliger l'effet d'écran pour les ondes de grande longueur d'onde (modèle de BARDEEN-SHOCKLEY) [1].

Considérons un corps simple à bande d'énergie de forme parabolique (à masse effective constante et isotrope). La fonction énergie ε d'un électron dans un état défini par son vecteur d'onde $\vec{K}$ est donnée par la relation :

$$\varepsilon(\vec{K}) = \frac{\hbar^2 \vec{K}^2}{2m^*}$$

valable pour le matériau non déformé.

En présence de déformation, nous mettons la fonction énergie sous la forme suivante :

$$\varepsilon(\vec{K}) = \varepsilon_0(\vec{K}) + C\Delta_S$$

Δ_S qui est la trace de la déformation S, représente la dilatation :

$$\Delta_S = \text{trace } S = \text{div } \vec{u}$$

$\vec{u}$ est le vecteur déplacement

S le tenseur déformation d'éléments : S_{ij}

$$S_{ij} = \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i}\right)$$

C est un coefficient dont les dimensions sont celles d'une énergie et qui sera déterminé expérimentalement par des mesures de piézorésistance. Ce coefficient de proportionalité entre le déplacement des niveaux d'énergie et la dilatation est appelé le potentiel de déformation. Remarquons que, dans l'expression de $\varepsilon(\vec{K})$, le terme $C\Delta_S$ est en général très petit devant $\varepsilon_0(\vec{K})$.

Le cas d'un gaz d'électrons libres nous permet de donner rapidement un ordre de grandeur de ce potentiel de déformation.

La densité d'électrons est proportionnelle à la puissance 3/2 de l'énergie de Fermi. $\varepsilon(\vec{K_F}) = \varepsilon_F$

$$n \sim \varepsilon_F^{3/2} ;$$

d'autre part il est évident que la variation de la densité d'électrons est reliée à la dilatation du corps ; ainsi :

$$\frac{\delta\varepsilon_F}{\varepsilon_F} = -\frac{2}{3}\Delta_S$$

et :

$$\varepsilon(\vec{K_F}) = \varepsilon_0(\vec{K_F}) - \frac{2}{3}\varepsilon_0(\vec{K_F})\Delta_S.$$

En nous reportant à la définition du potentiel de déformation C, nous voyons que sa valeur se situe aux environs de quelques eV. Pour une déformation de 10^{-4} à 10^{-3}, nous obtenons un déplacement en énergie compris entre 10^{-3} et 10^{-4} eV.

1.2. Calcul de l'énergie d'interaction

Pour l'exemple considéré, surfaces d'énergie sphériques dans l'espace des $\vec{K}$, les expressions mathématiques se simplifient. En effet, en présence d'une masse effective isotrope, nous ne définissons qu'une seule valeur pour le potentiel de déformation, traduisant la seule interaction des électrons avec des phonons polarisés longitudinalement.

Au paragraphe précédent nous avons attiré l'attention sur l'ordre de grandeur du déplacement des niveaux d'énergie $\varepsilon(\vec{K})$ en présence de déformation. Nous appliquerons un traitement de perturbation en mécanique quantique pour déterminer l'énergie d'interaction et la probabilité de transition.

Nous ne donnons pas les détails du calcul qui est très classique.

Le déplacement $\vec{u}(\vec{x})$ est mis sous forme d'opérateurs :

$$\vec{u}(\vec{x}) = \left(\sum_{\vec{k},s} \vec{u}_{\vec{k},s}\, e^{i\vec{k}\vec{x}} + \text{quantité complexe conjuguée}\right)$$

Σ représente une sommation sur toutes les valeurs du vecteur d'onde $\vec{k}$ des phonons et sur les trois directions de polarisation.

La dilatation Δ_S est simplement donnée par la divergence du déplacement :

$$\Delta_S = \operatorname{div} \vec{u}(\vec{x}) = \left(\sum_{\vec{k}\,s_l} i\,\vec{k}\,u_{ks_l}\, e^{i\vec{k}\vec{x}} + C\cdot C\cdot\right)$$

où l'indice s_l caractérise les modes longitudinaux.

Nous en déduisons l'expression de l'énergie d'interaction :

$$H' = C\Delta_S = iC\left(\sum_{\vec{k}\,s_l} \vec{k}\,\vec{u}_{ks_l}\, e^{i\vec{k}\vec{x}} + C\cdot C\cdot\right).$$

Pour le calcul des éléments de matrice de l'interaction nous faisons appel aux fonctions de Bloch se rapportant aux états électroniques $\vec{K}$ et $\vec{K'}$, et qui sont des ondes planes dans l'hypothèse d'une masse effective isotrope.

Pour notre application il suffit de savoir que l'élément de matrice donnant la probabilité de transition d'un électron d'un état $\vec{K}$ vers un état $\vec{K'}$ est de la forme :

$$\langle \vec{K'}|H'|\vec{K}\rangle \sim \delta(\vec{K'} - \vec{K} \pm \vec{k} - \vec{G})$$

Ce calcul nous impose donc deux choses :

— 1° *la conservation de la quantité de mouvement*, à un vecteur près, du réseau réciproque $\vec{G}$:

$$\vec{K'} - \vec{K} \pm \vec{k} = \text{vecteur du réseau réciproque,}$$

le signe + correspond à l'émission d'un phonon $\vec{k}$ alors que − indique qu'il y a absorption.

Pour des processus normaux nous avons :

$$\vec{K'} - \vec{K} \pm \vec{k} = 0$$

c'est ce que nous avons tracé sur la figure 1.

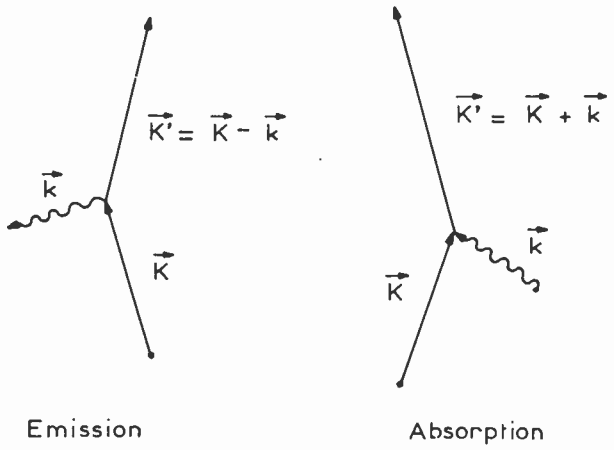


Fig. 1. — Mécanismes normaux.

La figure 2 montre un mécanisme umklapp, où $\vec{G}$ est un vecteur de réseau réciproque.

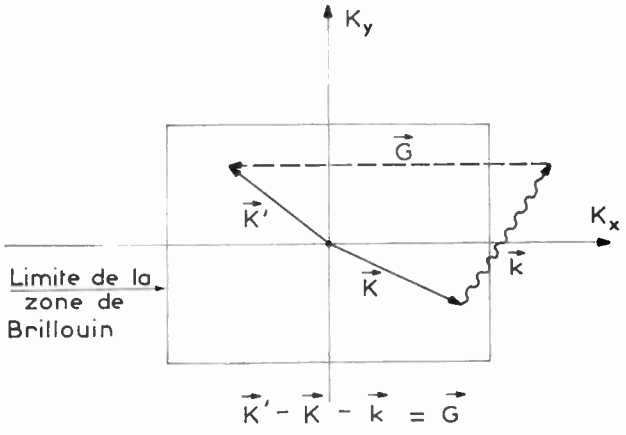


FIG. 2. — Mécanismes umklapp.

— 2° *la conservation de l'énergie* imposée par le calcul de la probabilité de transition :

$$\varepsilon_0(\vec{K'}) - \varepsilon_0(\vec{K}) \pm \hbar w(\vec{k}) = 0$$

comme précédemment les signes + et − correspondent respectivement à l'émission et à l'absorption d'un phonon de vecteur d'onde $\vec{k}$.

1.3. CONSÉQUENCES DES RÈGLES DE SÉLECTION

Pour la bonne compréhension du mécanisme d'amplification, il est nécessaire de détailler les conséquences géométriques de ces règles de sélection. Dans les schémas qui vont suivre nous ne considérons que les mécanismes normaux ; en effet pour les températures aux voisinages desquelles nous effectuons nos expériences d'amplification, nous avons le droit de négliger les processus umklapp.

Considérons l'absorption d'un phonon de vecteur d'onde $\vec{k}$. Nous avons :

$$\vec{K'} = \vec{K} + \vec{k} \qquad (1\text{-}1)$$

Toujours dans le cas simple d'une bande d'énergie de forme parabolique dans l'espace $(\vec{K})$, nous écrivons ainsi la conservation de l'énergie :

$$\frac{\hbar^2 K'^2}{2m} = \frac{\hbar^2 K^2}{2m} + \hbar k V_S$$

soit :

$$\hbar K'^2 = \hbar K^2 + 2\, m\, k\, V_S. \qquad (1\text{-}2)$$

Rappelons que l'énergie des seuls phonons acoustiques considérés peut se mettre sous la forme $\hbar\, k\, V_S$, où V_S représente la vitesse du son, à condition de ne considérer que les nombres d'onde k de la partie linéaire des courbes de dispersion $\omega(\vec{k})$.

A l'aide de la relation (1-1) portée dans l'équation (1-2), nous éliminons K' ; il vient :

$$\hbar K^2 + 2\, m\, k\, V_S = \hbar\,[K^2 + k^2 + 2\,\vec{K}\,\vec{k}]$$

soit, après avoir divisé les deux membres par le module de $\vec{k}$:

$$\vec{K}\frac{\vec{k}}{k} = \frac{mV_S}{\hbar} - \frac{k}{2}. \qquad (1\text{-}3)$$

Cette dernière relation représente l'expression de la projection du vecteur $\vec{K}$ sur un axe de direction $\vec{k}$.

Après un calcul définissant le vecteur $\vec{K'}$ qui caractérise l'état final de l'électron, nous pouvons décomposer nos vecteurs $\vec{K}$ et $\vec{K'}$ de la manière suivante : sur un axe de direction $\vec{k}$ nous obtenons une première composante définie par la relation (1-3) ; la deuxième composante de $\vec{K}$, appelée $K_\perp$ (K perpendiculaire) est simplement la projection de $\vec{K}$ sur un plan perpendiculaire à l'axe $\vec{k}$ (fig. 3).

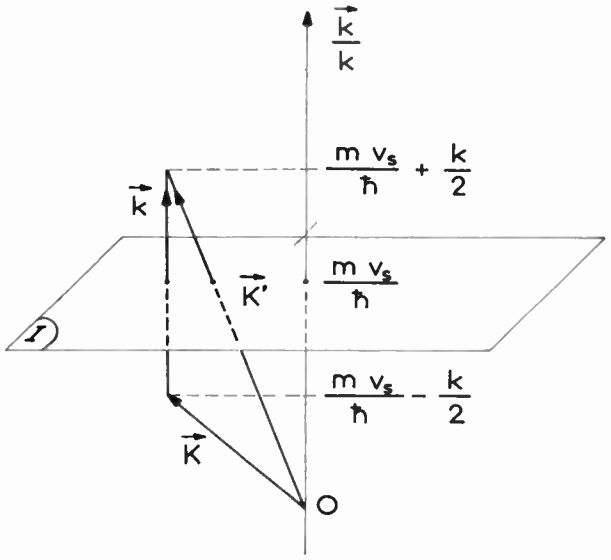


FIG. 3.

Il est clair que les vecteurs $\vec{K}$ et $\vec{K'}$ ont la même projection $K_\perp$. Donc :

$$\vec{K} = \left(\frac{mV_S}{\hbar} - \frac{\vec{k}}{2}\right)\cdot\frac{\vec{k}}{k} + \vec{K_\perp}$$

$$\vec{K'} = \left(\frac{mV_S}{\hbar} + \frac{\vec{k}}{2}\right)\cdot\frac{\vec{k}}{k} + \vec{K_\perp}.$$

Les extrémités de $\vec{K}$ et $\vec{K'}$ sur l'axe $\vec{k}$ sont situées symétriquement par rapport au point d'abscisse $m\,V_S/\hbar$.

Le plan I perpendiculaire à l'axe $\vec{k}$ au point $m\,V_S/\hbar$ sera noté : « plan d'interaction ».

1.4. Emission stimulée

L'application des règles de sélection discutées précédemment a permis à Pippard de mettre en évidence ce phénomène d'émission stimulée de phonons [2].

Considérons des surfaces d'énergie sphériques dans l'espace réciproque. Les vecteurs $\vec{K}$, $\vec{K'}$ et $\vec{k}$, coplanaires, sont représentés sur la figure 4. Y figure

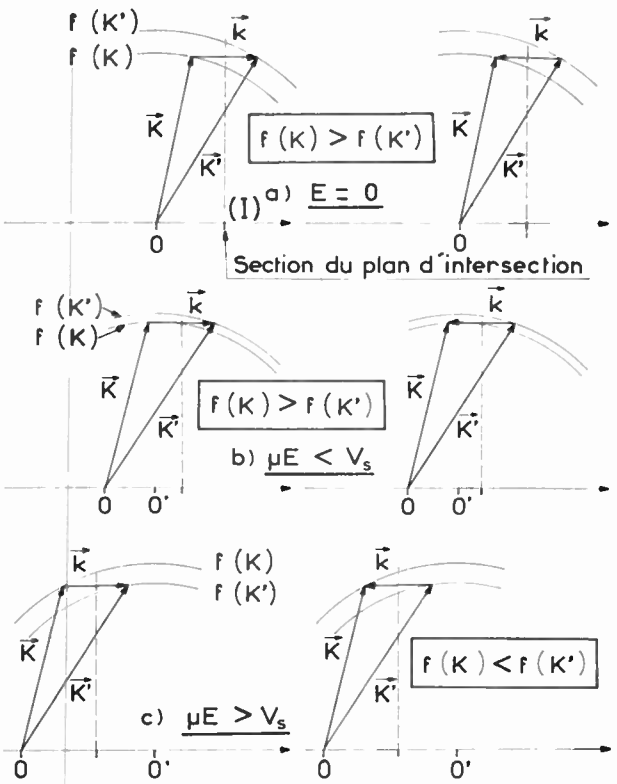


Fig. 4. — Les processus d'absorption et d'émission sont représentés respectivement par les figures de gauche et de droite. Les courbes notées $f(K)$ et $f(K')$ représentent les sections des surfaces d'égale occupation dans l'espace de K.

également, l'intersection du plan d'interaction située à la distance $m\,V_S/\hbar$ de l'origine.

Le vecteur $\vec{k}$ peut représenter, par exemple, le vecteur d'onde d'une onde ultrasonore monochromatique à condition que la longueur d'onde λ soit bien inférieure au libre parcours moyen des électrons :

$$k\,l \gg 1.$$

Les règles de sélection discutées plus haut nous montrent que seul interagit avec des phonons $\vec{k}$, l'ensemble des électrons d'état $\vec{K}$ dont les extrémités du vecteur d'onde sont dans deux plans symétriques par rapport au plan d'interaction (I) et distants de $k/2$ de ce dernier.

La probabilité d'émission ou d'absorption d'un phonon est proportionnelle :

– au carré du module de l'élément de matrice entre les états $\vec{K}$ initial et $\vec{K'}$ final (paragraphe 1-2) ;
– à la densité d'états dans l'état final ;
– à la probabilité de trouver l'état initial occupé et l'état final vide (Principe de Fermi).

La probabilité d'occupation à une température T est donnée par la fonction de distribution de Fermi-Dirac :

$$f\left(\frac{\varepsilon}{kT}\right) \quad \text{avec} \quad \varepsilon = \frac{\hbar^2 K^2}{2m}.$$

Ce dernier facteur se met donc sous la forme :

$$f_i(1-f_f).$$

Pour l'absorption et l'émission, nous aurons donc à comparer :

$$f_i(1-f_f) \quad \text{et} \quad f_f(1-f_i)$$

soit :

$$f_i = f(K) \quad \text{et} \quad f_f = f(K'),$$

avec les conventions de la figure 4.

Ce troisième facteur nous conduira à l'émission stimulée de phonons.

En l'absence de champ électrique extérieur, l'émission et l'absorption sont représentées figure 4*a*.

L'émission est proportionnelle à $f(K')$, l'absorption est proportionnelle à $f(K)$ (sur la figure 4*a*, il faut voir que l'état final, pour l'émission, est représenté par $\vec{K}$).

Comme $f(K)$ est supérieur à $f(K')$, nous avons toujours atténuation.

2. Effet d'un champ électrique E

A l'aide du champ E, nous modifions la répartition $f(K)$. En première approximation, nous admettrons que le seul effet du champ E revient à modifier la quantité de mouvement de l'ensemble des électrons sans transférer d'énergie à cette répartition : $f(K)$ se trouve donc translatée dans l'espace des vecteurs d'onde :

$$f(\vec{K}, \vec{E}) = f\left[\vec{K} - \frac{q\tau}{\hbar}\vec{E}\right]$$

q représente la valeur absolue de la charge électronique.

Nous avons deux possibilités :

A) $$\frac{q\tau}{\hbar}E < \frac{mV_S}{\hbar} \qquad \text{soit } \mu E < V_S\ .$$

La vitesse d'entraînement des porteurs est inférieure à la vitesse du son. OO′ représente le déplacement des surfaces d'énergie constante $\varepsilon(K) = Cte$. Sur la figure 4*b* nous voyons que $f(K)$ reste supérieur à $f(K')$ il y a encore atténuation.

B) $$\frac{q\tau}{\hbar}E > \frac{mV_S}{\hbar} \qquad \text{soit } \mu E > V_S .$$

Sur la figure 4*c* nous avons représenté l'abscisse de O′ centre des courbes $\varepsilon(K) = Cte$, $\varepsilon(K') = Cte$ au-delà de la distance du point O au plan d'interaction I. A l'aide de considérations géométriques simples, faciles à voir sur la figure, l'absorption correspond à la transition de l'état $\vec{K}$ vers l'état $\vec{K'}$ et sa probabilité à tout autre facteur près, est proportionnelle à $f(K)[1-f(K')]$, alors que l'émission sera proportionnelle à $f(K')[1-f(K)]$. D'après la figure, nous voyons que, cette fois, $f(K)$ est inférieure à $f(K')$.

L'émission de phonons $\vec{k}$ est donc supérieure à l'absorption, d'où la possibilité d'amplification.

Nous pouvons parler d'une inversion de population grâce au champ électrique.

2.1. Théories macroscopiques de l'amplification ultrasonore dans les milieux piézoélectriques

Nous passons aux théories macroscopiques valables lorsque la longueur d'onde acoustique devient très supérieure au libre parcours moyen des électrons. Dans ce cas, le modèle d'émission stimulée de Pippard ne s'applique plus. Nous traduisons cette condition par l'inégalité :

$$k\,l \ll 1$$

où k représente le nombre d'onde du phonon et l le libre parcours moyen des électrons.

Nous pouvons dire que les électrons ne « voient plus » les phonons ou encore que la longueur d'onde des phonons est trop grande pour qu'ils interagissent séparément avec un électron ; nous sommes en présence de couplage entre une onde et un « paquet » d'électrons.

Nous avons à résoudre un problème de propagation d'ondes ultrasonores : la question peut être traitée comme telle en introduisant dans l'expression de l'atténuation et de la phase les paramètres spécifiques à notre cas (polarisation du milieu piézoélectrique, champ électrique extérieur). C'est la théorie de White.

Une autre manière d'aborder le problème consiste à étudier le bilan énergétique. L'étude de l'énergie électrique dissipée dans le milieu nous conduira à une expression du coefficient d'amplification identique à celle obtenue par White. Ces calculs seront détaillés après un simple rappel de la théorie de White, longuement citée dans la littérature [3].

Dans un premier paragraphe, avant tout calcul nous allons essayer de donner une image simple permettant d'expliquer qualitativement l'amplification ultrasonore.

2.1.1. *Interprétation qualitative du mécanisme d'amplification*

A l'aide de plusieurs petits schémas représentant la variation du potentiel et le premier harmonique n_1 de la densité électronique, pour différentes valeurs de la vitesse d'entraînement des électrons, nous allons donner une image physique du mécanisme d'amplification. Il ne faut voir dans les figures 5*a*, *b*, *c*. qu'une interprétation très succincte de la réalité. Néanmoins nous montrerons deux choses : d'abord la nécessité d'une modulation (même très faible) de la densité électronique et ensuite les limites suggérées par ce modèle pour ce processus d'amplification.

2.1.1.1. *Nécessité de la mise en paquets des électrons*

Par la suite nous ne retiendrons que les corps piézoélectriques. Dans ces matériaux, toute onde élastique qui se propage entraîne avec elle une onde de potentiel à laquelle sont soumis les électrons. Sous l'influence de cette onde de potentiel, les électrons

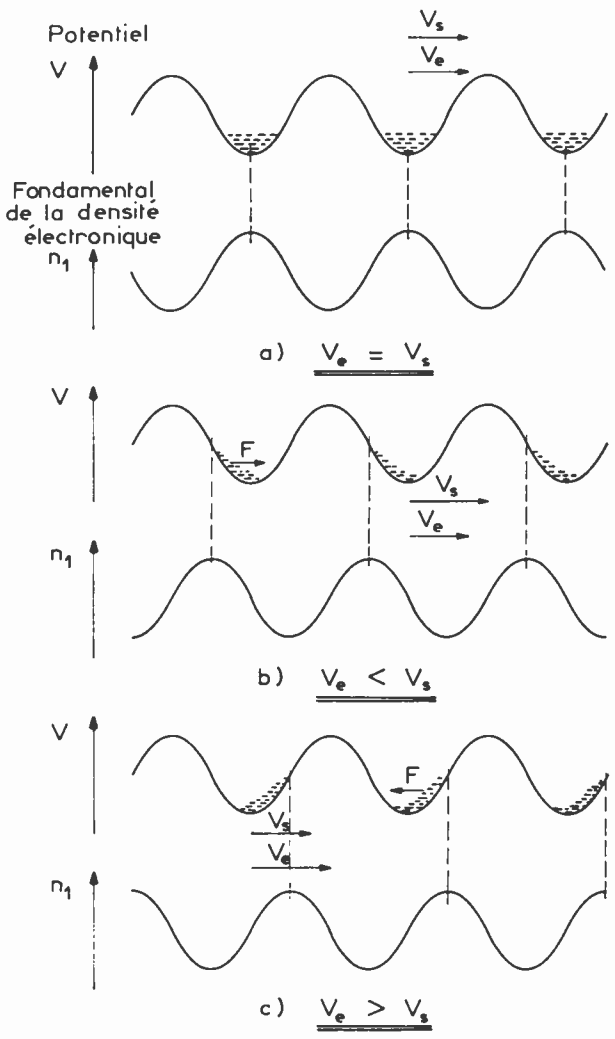


Fig. 5. — Variation du potentiel et premier harmonique de la densité électronique pour diverses valeurs de la vitesse d'entraînement des électrons.

ont tendance à se mettre en paquets distants de la longueur d'onde λ. C'est le premier fait important.

Remarquons que cette modulation est extrêmement faible. Un calcul simple montrera que la variation $\Delta n/n$ est de l'ordre de 10^{-5} pour le sulfure de cadmium. Les « paquets » d'électrons ne comprendront donc très souvent qu'une faible fraction des électrons de conduction.

Nous nous proposons d'étudier à présent (toujours qualitativement) les effets de la modification de ces « paquets » d'électrons sous l'influence de la différence de vitesse existant entre l'onde (vitesse du son V_S) et les électrons (vitesse d'entraînement due au champ électrique $V_e = \mu E$).

— Figure 5*a*, nous représentons schématiquement une « mise en paquets » symétrique par rapport au minimum du potentiel dans le cas où la vitesse V_e est égale à la vitesse du son.

— Pour un champ électrique inférieur à celui qui communique aux électrons une vitesse égale à celle du son (fig. 5*b*), nous aurons constamment déphasage entre l'onde de potentiel et l'onde de densité n_1. Comme leur vitesse trop faible ne permet pas aux électrons de suivre l'onde de potentiel, la répartition électronique devient dissymétrique par rapport aux minimums du potentiel. Cette accumulation d'électrons entraînés à la vitesse V_e oppose une résistance à la propagation de l'onde ultrasonore : d'où atténuation de l'onde.

— La situation est autre pour des vitesses électroniques supérieures à celle du son (fig. 5*c*). Sous l'effet de cette vitesse, la répartition des électrons dans le minimum de potentiel n'est plus symétrique. Du fait de cette répartition dissymétrique, il existe une force qui agit sur les paquets d'électrons. Dans ce cas, la force est dirigée dans le sens opposé à la propagation. Et cette fois l'énergie est fournie par la source imposant à l'onde le champ E_0, ; nous sommes en présence d'un processus d'amplification.

2.1.1.2. *Limites de l'amplificateur ultrasonore*

Il est clair que si notre interprétation qualitative est correcte, les limites seront imposées par les mécanismes détruisant cette mise en paquets. Nous en discuterons deux :

— *Relaxation diélectrique*

Si τ_r représente le temps de relaxation de la répartition de charges électroniques, nous aurons « mise en paquets » tant que ce temps sera petit devant la période de l'onde vue par les électrons. τ_r est défini par les relations :

$$\tau_r = \frac{\varepsilon}{\sigma} = \frac{1}{\omega_c}$$

où ε et σ sont respectivement la constante diélectrique et la conductivité.

Nous pouvons donc être en conditions d'amplification si :

$$\frac{\omega'}{\omega_c} \ll 1$$

où :

$$\omega' = \omega\left(1 - \frac{V_e}{V_S}\right) \qquad \text{(effet Doppler)}$$

— *Diffusion des électrons*

A cet effet rappelons que la longueur de Debye : L_D est définie par :

$$L_D^2 = \frac{\varepsilon k T}{n q^2}.$$

La longueur de Debye est la distance minimale à partir de laquelle les porteurs peuvent faire écran à un potentiel électrostatique.

Si la longueur d'onde λ de l'onde ultrasonore est inférieure à L_D, nous aurons un fort courant de diffusion et par conséquent pas de possibilité de « mise en paquets ».

Ainsi une deuxième condition pour qu'il y ait amplification est que :

$$\lambda \gg L_D.$$

Au paragraphe 2.3 lors de l'interprétation de la formule donnant le coefficient d'amplification, nous retrouverons toutes ces conditions.

2.1.2. *Rappel de la théorie de White*

Les deux équations phénoménologiques pour un problème unidimensionnel liant les grandeurs mécaniques et électriques sont les suivantes :

$$N = c\,S - \delta E$$
$$D = \delta S + \varepsilon E.$$

Les grandeurs mécaniques sont représentées par la contrainte N et la déformation S, alors que E et D sont respectivement le champ et l'induction électriques ; c est le module d'élasticité du milieu à champ électrique constant, ε la permittivité diélectrique à déformation constante, et δ caractérise la piézoélectricité du corps.

Par souci de simplification des notations et des méthodes mathématiques à utiliser, nous nous limiterons dans la suite à un modèle unidimensionnel.

Dans ce cas, l'équation fondamentale de la dynamique s'écrit :

$$\rho\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{\partial N}{\partial x} = c\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \delta\frac{\partial E}{\partial x}.$$

Il nous faut évaluer E en fonction du déplacement u. A cet effet nous écrivons :

— l'équation de la conservation de la charge :

$$\frac{\partial j}{\partial x} = q\frac{\partial n}{\partial t}$$

q représente la valeur absolue de la charge électronique.

— l'équation de Poisson :

$$\frac{\partial D}{\partial x} = -qn$$

— et enfin l'expression de la densité de courant :

$$j = nq\mu E + q\Delta\frac{\partial n}{\partial x}$$

expression dans laquelle les premier et deuxième termes traduisent respectivement le courant de conduction par l'intermédiaire de la mobilité μ et le courant de diffusion dans lequel Δ représente le coefficient de diffusion des électrons.

Les équations précédentes permettent de connaître E en fonction de u. Nous résolvons ensuite l'équation de propagation dans le cas d'une onde progressive :

$$u(x, t) = u \exp i(\omega\tau - kx).$$

La forme complexe du vecteur d'onde k :

$$k = \frac{\omega}{V_S} + i\alpha$$

nous donne immédiatement le facteur de phase (et par conséquent la modification de la vitesse du son) et le coefficient d'atténuation α [3].

Dans l'hypothèse où la constante d'affaiblissement α est beaucoup plus petite que la constante de phase ω/V_S :

$$\alpha \ll \frac{\omega}{V_S}.$$

On obtient alors :

— la constante d'affaiblissement :

$$\alpha = \frac{K_{em}^2}{2}\cdot\frac{\omega_c}{V_S\gamma}\left[1 + \frac{\omega_c^2}{\gamma^2\omega^2}\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c\omega_D}\right)^2\right]^{-1}$$

— la vitesse du son :

$$V_S = \left(\frac{c}{\rho}\right)^{1/2}\left[1 + \frac{K_{em}^2}{2}\,\frac{1 + \dfrac{\omega_c}{\omega_D\gamma^2} + \dfrac{\omega^2}{\omega_D^2\gamma^2}}{1 + \dfrac{\omega_c^2}{\gamma^2\omega^2}\left(1 + \dfrac{\omega^2}{\omega_c\omega_D}\right)^2}\right]$$

équations dans lesquelles nous avons posé :

— $$\omega_c = \frac{\sigma}{\varepsilon} = \frac{nq\mu}{\varepsilon} ,$$

pulsation de relaxation de la densité de charges électriques.

— $$\omega_D = \frac{V_S^2}{\Delta} ,$$

pulsation de diffusion.

— $$\gamma = 1 - \frac{\mu E_0}{V_S} ,$$

où E_0 est le champ continu extérieur.

— $$\frac{\delta^2}{\varepsilon c} = \frac{K_{em}^2}{1 - K_{em}^2} \simeq K_{em}^2 ,$$

relation définissant le coefficient de couplage piézoélectrique.

Les variations de V_S et de α en fonction du paramètre γ et de la fréquence seront étudiées et discutées au paragraphe (2.3).

2.1.3. *Théorie macroscopique basée sur le transfert d'énergie*

Cette théorie repose sur le calcul de la puissance électrique dissipée. A cet effet nous devons calculer la densité de courant et le champ électrique.

Calcul de la densité de courant

Définissons à cet effet la densité de courant à l'aide de la vitesse v et de la densité de charges ρ :

$$j = \rho v - \Delta\frac{\partial\rho}{\partial x} \quad ; \qquad (2\text{-}1)$$

comme au paragraphe 2.2.2 nous reconnaissons un terme de conduction et un terme de diffusion. De même que précédemment, nous résolvons nos équations dans le cas d'une onde progressive ce qui nous incite à faire l'approximation linéaire suivante sur la forme de v, ρ et j :

$$v = v_0 + v_1 \exp i(\omega t - kx)$$
$$\rho = \rho_0 + \rho_1 \exp i(\omega t - kx)$$
$$j = j_0 + j_1 \exp i(\omega t - kx)$$

avec $|v_1|$, $|\rho_1|$, $|j_1|$ respectivement $\ll v_0$, ρ_0. j_0 ; ainsi l'expression de j se sépare en deux équations :

— la première donne l'expression de la composante continue :

$$j_0 = \rho_0 v_0$$

— la deuxième équation linéarisée exprime le premier harmonique de la densité de courant :

$$j_1 = \rho_0 v_1 + \rho_1(v_0 + i\,k\,\Delta) \qquad (2\text{-}2)$$

Nous retiendrons de cette dernière forme de j_1

que la diffusion s'introduit aisément dans ces équations : en effet, il suffit d'écrire la vitesse v sous forme complexe, la diffusion étant comprise dans la partie imaginaire.

L'équation de conservation de la charge nous fournit une deuxième relation liant j_1 et ρ_1 :

$$\frac{\partial j}{\partial x} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \; ; \qquad -kj_1 + \omega\rho_1 = 0$$

soit :

$$j_1 = \rho_1 V_S \tag{2-3}$$

rappelons que V_S représente la vitesse du son, définie comme suit dans la région linéaire de la courbe de dispersion :

$$V_S = \frac{d\omega}{dk} = \frac{\omega}{k}.$$

A l'aide des équations 2-1), 2), 3) nous obtenons une première relation entre j_1 et E_1 :

$$j_1\left[1 - \frac{1}{V_S}(v_0 + ik\Delta)\right] = \mu\rho_0 E_1 = \sigma_0 E_1 \tag{2-4}$$

où nous avons considéré une mobilité indépendante du champ électrique :

$$\mu = \frac{v_0}{E_0}.$$

Calcul du champ électrique

L'équation caractéristique déjà définie au paragraphe 2.2.2 se sépare également :

$$D_0 = \varepsilon E_0$$
$$D_1 = \delta S_1 + \varepsilon E_1$$

soit :

$$E_1 = \frac{D_1 - \delta S_1}{\varepsilon}. \tag{2-5}$$

Nous éliminons D_1 grâce à l'équation de Poisson :

$$\frac{\partial D}{\partial x} = \rho - \rho_0 \qquad \text{soit} \qquad -ikD_1 = \rho_1$$

à l'aide de l'équation (2-3) nous obtenons une nouvelle relation entre E_1 et j_1 :

$$E_1 = -\frac{\dfrac{j_1}{\omega i} + \delta S_1}{\varepsilon}. \tag{2-6}$$

Des équations (2-4) et (2-6) nous déduisons une expression définitive de la densité de courant :

$$j_1\left[\frac{\omega}{\omega_c}\left(1 - \frac{v_0}{V_S}\right) - i\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c\omega_D}\right)\right] = -\omega\delta S_1. \tag{2-7}$$

Les pulsations ω_c et ω_D ont été définies au paragraphe 2.2.2.

Plusieurs remarques s'imposent à ce stade des calculs. Nous avons retenu une relation entre la composante harmonique du courant et l'amplitude de l'onde ultrasonore. Le coefficient de proportionnalité est une quantité complexe.

Interprétons physiquement les parties réelle et imaginaire de cette quantité :

— *Partie réelle*

$$\frac{\omega}{\omega_c}\left(1 - \frac{v_0}{V_S}\right)$$

c'est le rapport de deux pulsations ω' et ω_c où nous posons :

$$\omega' = \omega\left(1 - \frac{v_0}{V_S}\right).$$

Ce changement de fréquence ne représente autre chose que l'effet Doppler pour les électrons. Les électrons entraînés par le champ électrique E_0 ne « voient » plus une onde de pulsation ω mais ω'. Comme ω_c caractérise la pulsation de relaxation diélectrique de notre distribution d'électrons, le rapport ω'/ω_c traduit l'aptitude à la modulation de notre densité de porteurs sous l'effet de l'onde.

— *Partie imaginaire*

$$1 + \frac{\omega^2}{\omega_c\omega_D}$$

que nous écrivons ainsi :

$$1 + \frac{\omega^2}{\dfrac{\sigma_0}{\varepsilon}\cdot\dfrac{V_S^2}{\Delta}} = 1 + \left(\frac{\omega}{V_S}\right)^2 \frac{\varepsilon\Delta}{\sigma_0}.$$

et, en appliquant la relation d'Einstein liant le coefficient de diffusion Δ à la mobilité pour un gaz d'électrons non dégénéré, nous trouvons :

$$\frac{\varepsilon\Delta}{\sigma_0} = \frac{\varepsilon kT}{nq^2} = L_D^2 .$$

Nous y reconnaissons la définition du carré de la longueur de Debye que nous pouvons encore mettre sous une forme instructive :

$$L_D^2 = \Delta\cdot\frac{\varepsilon}{\sigma_0} = \Delta\tau_r.$$

La constante de diffusion Δ et le temps de relaxation de la charge électronique τ_n ont déjà été définis au paragraphe 2.1.2.

Nous trouvons une définition de la longueur de Debye fort semblable à celle de la longueur de diffu-

sion que l'on rencontre, par exemple, dans la théorie des jonctions.

La partie imaginaire s'écrit ainsi :

$$1 + \frac{\omega^2}{\omega_c \omega_D} = 1 + k^2 L_D^2.$$

L'influence de la diffusion se traduit donc par le carré du rapport de la longueur de Debye sur la longueur d'onde ultrasonore.

Nous retrouvons par le calcul un des résultats de la discussion lors de l'interprétation qualitative (voir chapitre 2.2.1). En effet le courant de diffusion devient important lorsque la longueur d'onde λ est inférieure à L_D soit :

$$k^2 L_D^2 \gg 1.$$

Pour comparer utilement nos résultats à ceux de WHITE, nous retiendrons l'expression suivante de la densité de courant j_1 :

$$j_1 = -\omega\delta \left[\frac{\omega}{\omega_c}\left(1 - \frac{v_0}{V_S}\right) - i\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c \omega_D}\right)\right]^{-1} S_1.$$

Expression de la puissance électrique dissipée

Connaissant j_1 et E_1 nous en déduisons la puissance électrique dissipée :

$$P_d = \frac{1}{2} R(j_1 E_1^*) \ ,$$

soit, en remplaçant j_1 et E_1 par leurs expressions en fonction de S_1 :

$$P_d = \frac{1}{2} \frac{\delta\omega_c}{\varepsilon\gamma} \cdot \frac{|S_1|^2}{1 + \frac{\omega_c^2}{\gamma^2\omega^2}\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c\omega_D}\right)^2}.$$

D'autre part le flux d'énergie élastique Φ s'exprime par :

$$\Phi = c|S_1|^2 V_S.$$

Selon une loi bien connue des radioélectriciens, le rapport de la puissance électrique dissipée sur le flux d'énergie élastique nous donne l'expression du coefficient d'amplification α :

$$\alpha = \frac{P_d}{\Phi} = \frac{1}{2} \frac{\delta}{\varepsilon c} \frac{\omega_c}{V_S \gamma} \left[1 + \frac{\omega_c^2}{\gamma^2\omega^2}\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c\omega_D}\right)^2\right]^{-1}.$$

Interprétation

Nous retrouvons ainsi le résultat de WHITE (paragraphe 2.2.2).

Cette méthode, sans être plus générale que la précédente, a l'avantage d'expliciter le mécanisme de transfert d'énergie qui est à la base de l'amplification ultrasonore. Un signe positif de α montre qu'il y a atténuation de l'onde alors qu'une valeur négative indique une amplification. Or notre calcul nous montre que le signe de α est celui de P_d : la puissance dissipée. En l'absence d'onde ultrasonore, la puissance électrique dissipée en présence du champ E_0 est égale à $j_0 E_0$. Cette énergie est transformée en énergie Joule, c'est-à-dire en vibrations désordonnées. En présence d'une onde ultrasonore nous venons de voir que nous avons un terme supplémentaire P_d.

– Si P_d est positif, cela veut dire que, pour le même champ extérieur E_0, nous avons un effet Joule plus important ; nous avons transformation, par couplage électromécanique d'une fraction de l'énergie de vibration cohérente en énergie de vibration de réseau incohérente : l'onde ultrasonore incidente est atténuée.

– Pour des valeurs négatives de P_d, la puissance électrique dissipée dans le milieu est moindre qu'en l'absence d'onde ultrasonore. Nous avons transformé une fraction de l'énergie électrique en énergie élastique cohérente : l'onde se trouve amplifiée.

Remarquons cependant que par cette méthode du transfert d'énergie, nous ne pouvons pas retrouver la variation de la vitesse du son. En effet nous n'avons à aucun moment une équation qui relie la phase aux paramètres du système (ce n'était pas le cas pour la théorie de WHITE qui résoud l'équation de propagation des ondes). Cela est lié au fait que $\alpha = P_d/\Phi$ résulte de l'équation du mouvement et ne traduit pas toutes les informations qu'elle contient.

2.2. ETUDE DÉTAILLÉE DE L'EXPRESSION DU COEFFICIENT D'AMPLIFICATION

Pour étudier l'influence de la fréquence et du champ électrique sur l'expression du coefficient α, nous allons faire le changement de variable suivant [4] :

$$X = \frac{\omega}{\sqrt{\omega_c \omega_D}} \qquad \text{et} \qquad Y = \frac{\gamma}{2\sqrt{\frac{\omega_c}{\omega_D}}}.$$

La constante d'atténuation s'écrit :

$$\alpha = \frac{K_{em}^2}{4 V_S} \sqrt{\omega_c \omega_D} \left[Y + \frac{1}{Y}\left(\frac{X + \frac{1}{X}}{2}\right)^2\right]^{-1}.$$

Une courbe caractéristique de α, à fréquence constante (soit X fixe) est donnée figure 6, α devient positif pour γ positif, c'est-à-dire pour des champs électriques tels que :

$$\mu E \gg V_S.$$

Maximum d'amplification

Le maximum d'amplification pour un champ électrique fixe (supérieur au champ critique) est obtenu

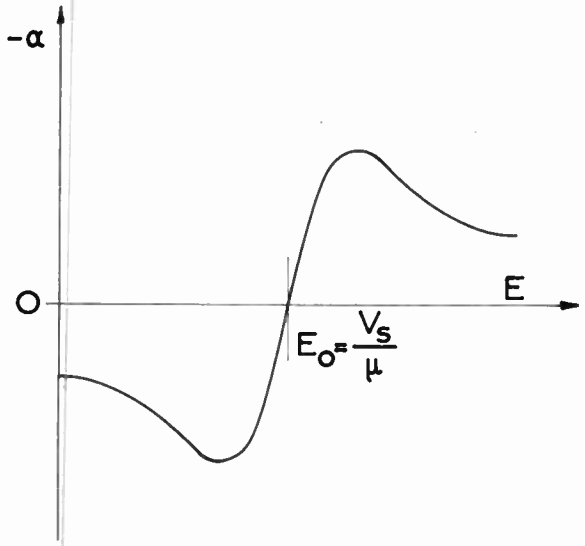


Fig. 6.— Courbes d'amplification à fréquence constante.

pour $X = 1$. Cela correspond à une fréquence :

$$\omega_M = \sqrt{\omega_c \omega_D}.$$

Notons que ce résultat est tout à fait en accord avec l'interprétation qualitative donnée au paragraphe 2.2.1.

En nous plaçant à cette fréquence ω_M, déterminée uniquement par les caractéristiques du matériau (et du degré d'éclairement pour des composés photorésistants comme le CdS), le maximum en fonction du champ électrique est obtenu pour $Y = -1$, soit :

$$\frac{\mu E}{V_S} = 1 + 2\sqrt{\frac{\omega_c}{\omega_D}}.$$

A titre d'application nous avons tracé, figure 7, plusieurs courbes de gain par millimètre d'échantillon en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du facteur γ.

A cet effet, on a adopté les valeurs numériques suivantes (système MKSA) :

$$\omega_D = 10^{10}$$

$$K_{em}^2 = 0{,}04$$

$$V_S = 4.10^3 \quad \text{(ondes longitudinales)}$$

ω_c est donné pour différentes valeurs de la conductivité

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

$f_c = 2.10^8$ Hz (fig. 7*a*)

$f_c = 2.10^9$ Hz (fig. 7*b*)

$f_c = 10^{10}$ Hz (fig. 7*c*)

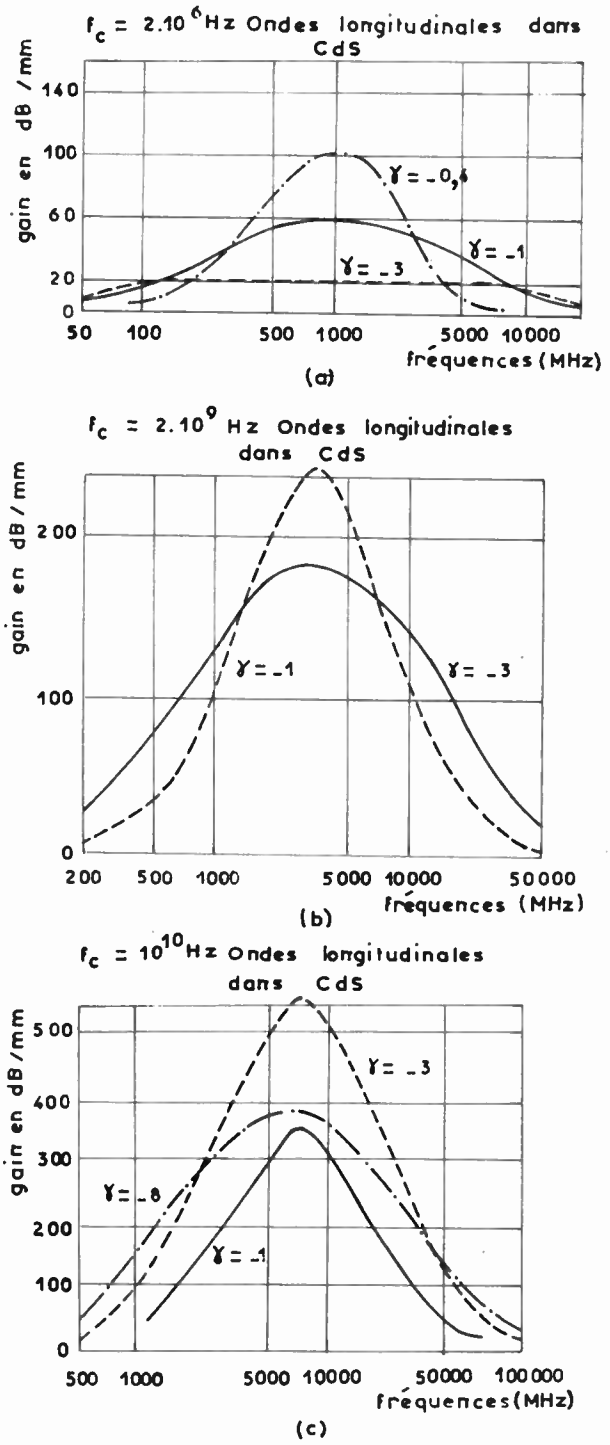


FIG. 7. *a.b.c.* — D'après WHITE J. Applied Phys. T33, page 2547 (1962)

Largeur de bande

Par ailleurs, notons que ces amplificateurs sont à large bande. En effet l'amplification relative

$$\frac{\alpha(X)}{\alpha(1)} = \frac{Y + \frac{1}{Y}}{Y + \frac{1}{Y}\left(\frac{X + \frac{1}{X}}{2}\right)^2}$$

prend la valeur 1/2 pour :

$$X = \sqrt{Y^2+2} \pm \sqrt{Y^2+1}.$$

Il en résulte que la largeur de la bande passante à 6 dB est :

$$\Delta\omega = 2\sqrt{Y^2+1}\sqrt{\omega_c\omega_D},$$

ce qui correspond à la largeur relative :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_M} = 2\sqrt{Y^2+1}.$$

En ajustant le paramètre Y (donc la valeur du champ électrique) de façon que l'amplification soit la plus grande possible ($Y = -1$), la largeur relative de la bande passante est :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_M} = 2\sqrt{2}.$$

3. Conclusion

Depuis les premiers calculs montrant la possibilité d'une forte amplification dans les semiconducteurs piézoélectriques, de très nombreuses réalisations expérimentales ont vu le jour.

En un temps relativement court, les dispositifs expérimentaux ont permis de vérifier avec un certain succès cette nouvelle possibilité d'amplification et cela dans une très large gamme de fréquences allant de 20 MHz à 40 GHz.

Le sulfure de cadmium est le corps piézoélectrique le plus étudié jusqu'à nos jours, pourtant des difficultés de sa préparation incitent de nombreux laboratoires à rechercher de nouveaux matériaux à la fois piézoélectriques et semiconducteurs.

L'importance de ces expériences est grande. Au point de vue physique fondamentale, elles nous obligent à revoir et à approfondir nos connaissances sur le mécanisme d'interaction électron-phonon dans les semiconducteurs.

Les applications de ces dispositifs sont également très intéressantes. En effet, pour la première fois il est possible d'amplifier directement des ondes ultrasonores et de nombreux laboratoires disposent déjà de lignes à retard ultrasoniques avec dispositif d'amplification.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BARDEEN J., SHOCKLEY W. — *Phys. Rev.*, *80*, 72 (1950).
[2] PIPPARD A. — *Phil. Mag.*, *8*, 161 (1963).
[3] WHITE D.L. — *J. Applied Phys.*, *33*, 2547 (1962).
[4] TAVERNIER J. — *Bull. S.F.E.*, *42* (juin 1963).

EXPÉRIENCES D'AMPLIFICATION ACOUSTIQUE AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES (*) (**)

C. BAUMBERGER et R. VU HUY DAT

Centre de Recherches Physico-Chimiques de Dijon
C.S.F. Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

1. Introduction

L'expérience d'amplification acoustique se présente de la façon suivante :

On introduit dans un milieu semiconducteur piézoélectrique, ayant une orientation cristallographique bien déterminée, une onde acoustique caractérisée par le vecteur d'onde $\vec{k}$. On superpose à cette onde acoustique un champ électrique $\vec{E}$, colinéaire à $\vec{k}$.

L'étude consiste en l'analyse de la grandeur et du signe de l'atténuation α (dB/cm) de l'onde acoustique en fonction de tous les paramètres possibles.

Les différentes étapes en sont donc :

— Création d'une onde acoustique de pulsation ω dans le semiconducteur piézoélectrique,

— Création d'un champ électrique dans ce même milieu,

— Mesure de l'atténuation α de l'onde acoustique,

— Et enfin, comparaison des résultats expérimentaux avec les prévisions théoriques.

Nos expériences ont porté sur le sulfure de cadmium CdS et l'arséniure de gallium GaAs.

(*) Conférence prononcée le 2 juin 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 2e section de la SFER, « Hypersons dans les Solides ».

(**) Travail effectué avec l'appui de la DRME.

2. Formule d'amplification acoustique selon Hutson et White

2.1. Formulation

La formule de l'atténuation acoustique, telle qu'elle a été établie par Hutson et White [1], et dont une forme de calcul a été rappelée par M. Tavernier [2], peut s'écrire :

$$\alpha = 8{,}68\ A \frac{2\eta\gamma}{\gamma^2+(\eta+\delta)^2}. \qquad (1)$$

Les différents termes ont les significations suivantes :

$$A = \frac{k^2\omega}{4v_s} \qquad \gamma = 1 + \frac{\mu E_d}{v_s}$$

$$\eta = \frac{\sigma}{\varepsilon\omega} \qquad \delta = \frac{\omega}{v_s^2} D$$

α [dB.cm^{-1}], atténuation

ω [s^{-1}], pulsation de l'onde acoustique.

σ [Ω^{-1}.cm^{-1}], conductivité électrique du matériau piézoélectrique.

$\varepsilon = \varepsilon_r\varepsilon_0$ [A.s. V^{-1}.cm^{-1}], constante diélectrique du matériau piézoélectrique.

k^2 [0], constante de couplage électromécanique du matériau pour le type d'onde acoustique envisagé.

v_s [cm.s^{-1}], vitesse de l'onde acoustique envisagée dans le matériau.

μ [cm^2.V^{-1}.s^{-1}], mobilité du porteur de charge dans le matériau (nous n'envisageons que le cas de la conduction électrique par un seul type de porteur : le type n).

D [cm^2.s^{-1}], coefficient de diffusion du porteur de charge dans le matériau.

E_d [V.cm^{-1}], champ électrique extérieur appliqué.

La figure 1 donne l'allure de l'atténuation α en fonction de γ (ou E_d).

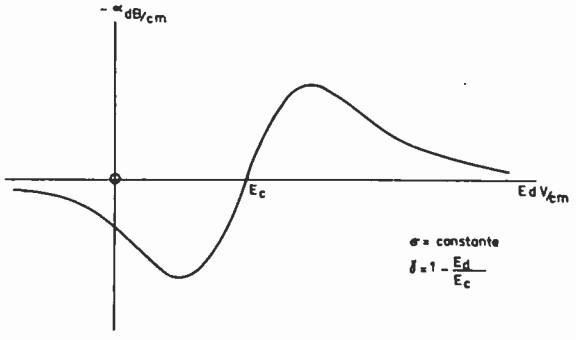


FIG. 1. — Allure de la courbe α (γ) ou α (E_d)

On peut faire, à propos de cette relation les remarques suivantes :

— L'atténuation α a le signe de γ ; il y a donc gain ou amortissement selon la valeur du champ électrique extérieur $\overrightarrow{E_d}$ appliqué.

La valeur du champ électrique pour laquelle $\alpha = 0$ est particulièrement importante. Nous l'appellerons champ critique E_c.

Pour cette valeur de champ E_c, la vitesse du porteur de charge, $v_d = \mu.E_c$ atteint la vitesse du son. Il y a transfert d'énergie du champ électrique à l'onde acoustique, dès que la vitesse du porteur de charge est égale ou supérieure à la vitesse du son.

— La courbe $\alpha(\gamma)$ est symétrique par rapport au point :

$$(\gamma = 0, \alpha = 0).$$

Le gain maximal est égal à l'amortissement maximal. Elle est d'autre part asymptotique à l'axe $\alpha = 0$.

— δ traduit l'influence de la diffusion des porteurs de charge. Ce facteur est souvent négligeable comparé à η, en particulier à basse fréquence ($f <$ 150 MHz). Il n'en est pas de même à plus haute fréquence.

— L'atténuation α est fonction de la conductivité σ du matériau par l'intermédiaire de η. Il est possible d'ajuster dans une certaine mesure, pour un matériau donné (A fixé), la valeur de la conductivité électrique σ, afin d'optimiser la valeur de l'expression :

$$\frac{2\eta\gamma}{\gamma^2+(\eta+\delta)^2}.$$

Le maximum de cette expression est fixé par la condition :

$$\eta = \sqrt{\gamma^2+\delta^2}.$$

A basse fréquence, $\delta \simeq 0$, donc :

$$\eta = \pm\,\gamma.$$

Afin de limiter l'effet Joule, il est nécessaire de limiter la valeur de γ. En effet, à $\gamma = -1$, correspond un champ électrique appliqué double du champ critique ($E_c \simeq 1\,000$ V/cm pour le sulfure de cadmium CdS). La valeur optimale η_{op} de η est ainsi de l'ordre de l'unité, c'est-à-dire :

$$\sigma_{op} = \varepsilon_0\varepsilon_r\omega.$$

Les valeurs des constantes diélectriques des matériaux semiconducteurs piézoélectriques sont de l'ordre de 10, d'où la condition d'optimisation :

$$\sigma_{op} \simeq 10^{-12}\omega$$

$$f = 30 \text{ MHz}, \quad \sigma_{op} \simeq 2.10^{-4}\,\Omega^{-1}.\text{cm}^{-1}$$

$$f = 600 \text{ MHz}, \quad \sigma_{op} \simeq 4.10^{-3}\,\Omega^{-1}.\text{cm}^{-1}$$

On comprend donc l'intérêt porté par les expérimentateurs au sulfure de cadmium CdS photoconducteur :

a) La constante de couplage k^2 est l'une des plus élevées,

b) Il est possible de préparer des monocristaux de sulfure de cadmium dans une gamme de conductivité très étendue,

c) La conductivité σ peut être modifiée considérablement par effet photoélectrique interne. Il en découle que la formule de HUTSON et WHITE peut être vérifiée pour plusieurs valeurs de η avec un seul cristal.

Cependant l'expérience semble montrer que les mécanismes de la photoconduction mêmes, dont la formule fondamentale ne tient pas compte, compliquent l'interprétation. Nous y reviendrons.

2.2. GAINS

Les gains que l'on peut calculer par la formule (1) ci-dessus sont élevés. Citons quelques ordres de grandeur :

— *CdS.* Nous avons dit plus haut qu'il est possible de disposer d'un sulfure de cadmium CdS dont la conductivité satisfasse à la relation d'optimisation ; s'il en est ainsi, les gains sont :

$f = 30$ MHz : ondes de cisaillement, $\alpha = 84$ dB/cm
ondes longitudinales, $\alpha = 65$ dB/cm

f = 600 MHz : ondes de cisaillement, α = 1 700 dB/cm
ondes longitudinales, α = 1 300 dB/cm

— *GaAs*. S'il était possible de satisfaire la condition d'optimisation, les gains à 600 MHz seraient :

— ondes de cisaillement, α = 58 dB/cm,

— ondes longitudinales, α = 20 dB/cm.

Il n'est malheureusement guère possible de satisfaire cette condition d'optimisation de σ.

Prenons un cas réel :

$$\sigma = 6\,\Omega^{-1}.\mathrm{cm}^{-1}, \qquad \gamma = -1.$$

Ondes longitudinales à 600 MHz :

$$\alpha = 25.10^{-3}\ \mathrm{dB.cm}^{-1}.$$

3. Conception et réalisation de l'équipement expérimental

3.1. Conception de l'équipement

Le problème revient à observer, dans le semiconducteur considéré, l'atténuation acoustique sous champ électrique continu intense. Il s'agit donc :

— d'une part, de créer et de détecter une onde acoustique, en évitant l'état stationnaire dans le milieu étudié,

— et d'autre part, de disposer d'une puissance suffisante pour créer le champ électrique continu, quelle que soit la mobilité du semiconducteur, tout en évitant par ailleurs l'effet Joule excessif.

Le régime impulsionnel caractérise ainsi tout le matériel.

La création des impulsions continues est basée sur la décharge de lignes électromagnétiques, afin de conserver la forme des impulsions très courtes quelle que soit l'impédance d'utilisation. La partie UHF utilise largement la technique du coaxial et du triplaque.

Les courants moyens nécessaires sont très faibles. Le secteur sert de synchronisation. Cela permet d'éviter la régulation des nombreuses alimentations, et répond parfaitement à la récurrence faible des impulsions, exigée par l'étude.

3.2. Création et détection de l'onde acoustique

Nous utilisons, pour cela, l'effet piézoélectrique du quartz.

3.2.1. *Cas des fréquences inférieures à 300 MHz*

Nous avons conservé le montage de la ligne à retard acoustique composite, préconisé par Hutson et White, pionniers de cette expérience (fig. 2).

Les quartz fonctionnent par résonance en épaisseur, sur fréquence fondamentale 30 MHz ou les harmoniques supérieurs 90 et 150 MHz.

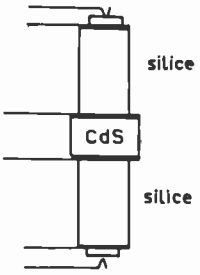


Fig. 2. — Montage pour fréquences faibles et moyennes : ligne à retard composite d'après Hutson et White.

Il n'y a pas de difficultés majeures. Le rendement électromécanique n'est pas encore trop faible, et les pertes au couplage entre milieux solides demeurent raisonnables. L'aspect du signal obtenu est donné par la figure 3.

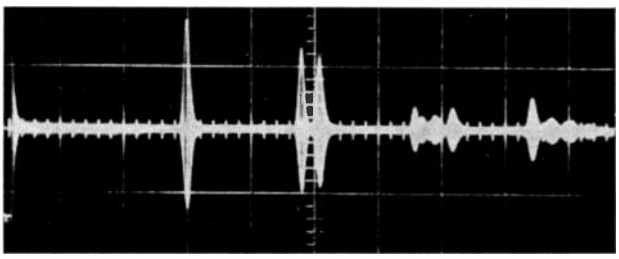


Fig. 3. — Forme du signal obtenu à la sortie du montage de la figure 2.

Echelle horizontale : 5 µs/carreau.
Signal d'entrée rayonné, à 1 µs.
Signal de sortie, à 15 µs.
Le reste est constitué d'échos.

3.2.2. *Cas des fréquences supérieures à 300 MHz*

Nous avons adopté l'excitation superficielle du quartz, suivant le principe de Bömmel et Dransfeld [4].

Le faible rendement à la conversion électromécanique et les très fortes pertes au couplage entre milieux solides rendent l'expérience délicate.

Ces difficultés nous ont obligés :

— à rechercher la forme la plus avantageuse possible de la ligne à retard, composée du monocristal semiconducteur et de ses quartz coupleurs,

— à construire un ensemble générateur-récepteur avec une dynamique suffisante, compte tenu de l'atténuation à observer.

3.2.3. *Ligne à retard UHF*

Nous avons écarté le montage qui dériverait naturellement du système préconisé par Bömmel et Dransfeld, à cause de la non-uniformité du champ dans l'entrefer des cavités électromagnétiques où sont introduites les barreaux de quartz, et de son aspect encombrant qui pourrait gêner le collage cristal-quartz coupleurs (fig. 4).

Le montage utilisé est celui de la figure 5, où les faces métallisées du cristal permettent la fermeture

des cavités : champ uniforme et énergie emmagasinée dans un plus faible volume. La figure 6 donne l'aspect du signal obtenu.

La ligne à retard est symétrique. L'entrefer des cavités est réglable autour de 0,5 mm. Les quartz, de 0,1 mm d'épaisseur, sont couplés au cristal par une couche très mince de poly-α-méthyl-styrène.

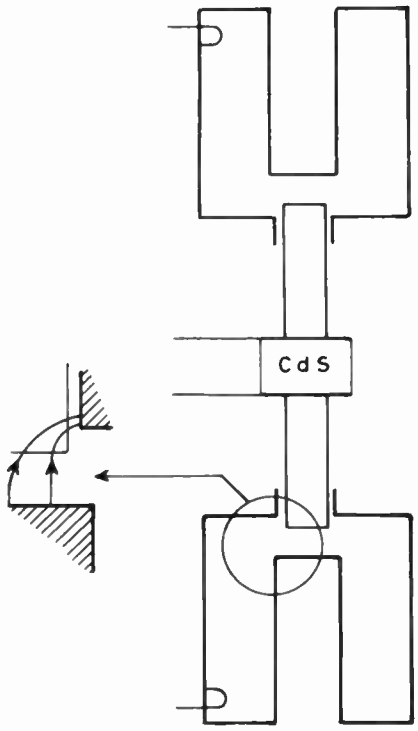


FIG. 4. — Montage UHF dérivant de celui de BÖMMEL et DRANSFELD.
— Champ non uniforme. — Système encombrant.

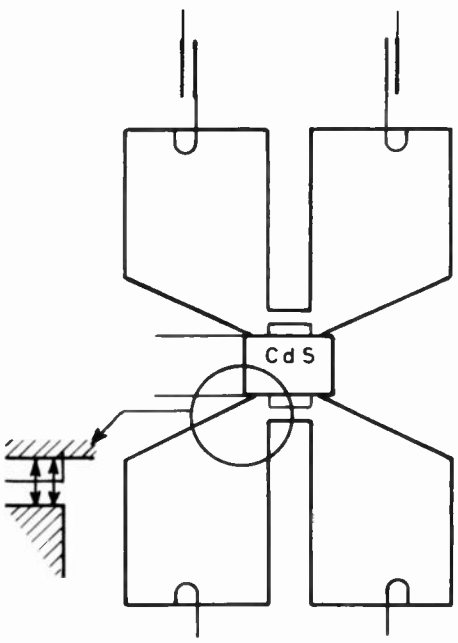


FIG. 5. — Variante de ligne à retard UHF.
Montage adopté.
— Champ uniforme. — Entrefer faible.

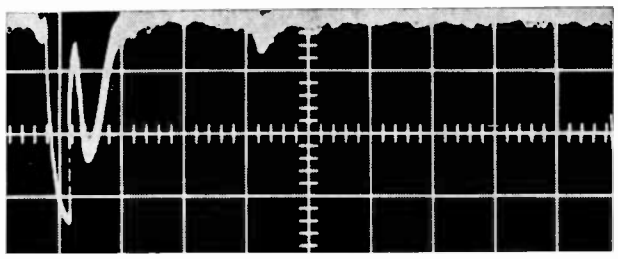


FIG. 6. — Forme du signal obtenu à la sortie du montage de la figure 5.
Echelle horizontale : 2 μs/carreau.
Signal d'entrée rayonné à 2 μs.
Signal de sortie, à 3 μs.
Le reste est constitué d'échos.

Une réinjection convenable entre cavités permet d'atténuer le signal rayonné.

L'atténuation nette de l'ensemble ligne à retard-cavités varie de 60 à 80 dB, suivant l'épaisseur de la couche de colle qui est très mince mais non contrôlable.

Nous pouvons couvrir avec ce montage la gamme de 500 à 700 MHz. Avec la précision actuelle de la ligne à retard, nous avons la conviction que l'expérience peut être poussée aisément jusqu'à 2 000 MHz.

3.2.4. *Ensemble générateur-récepteur UHF*

Le générateur se compose d'une cavité constituée par trois lignes coaxiales et utilise la tétrode 7650, tube céramique, récemment mis au point par la Compagnie Générale de T.S.F. La modulation de la cavité est faite par la décharge d'une ligne électromagnétique 300 Ω - 0,5 μs. Le tube 7650 nous permet de disposer de 13 kW crête en oscillatrice à 600 MHz et de 1 kW crête en amplificatrice de 500 à 700 MHz à partir d'une alimentation 2 000 V - 1 mA.

Le récepteur est un superhétérodyne à entrée symétrique, ayant une fréquence intermédiaire de 30 MHz. Sa sensibilité aux impulsions de 0,5 μs est de 109 dBm, soit une détection possible d'un signal de 0,7 μV sur 50 Ω.

L'ensemble du montage est donné par la figure 7

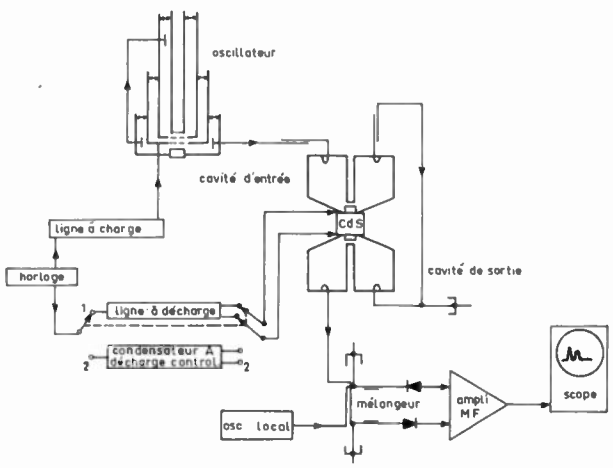


FIG. 7. — Dispositif expérimental pour la gamme UHF.

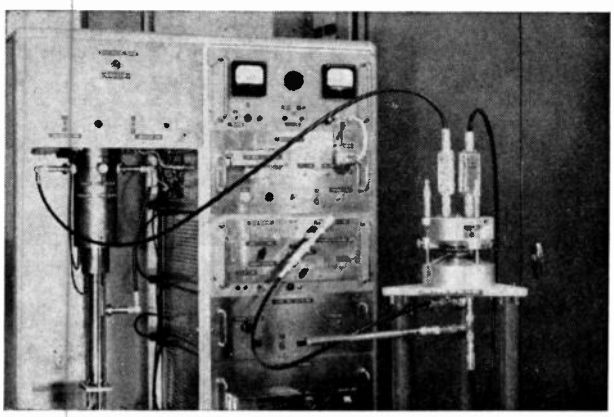


FIG. 8. — Ensemble du matériel UHF.
Premier plan : en position verticale, la ligne à retard avec deux cavités et leur câble de réinjection.
Second plan : à gauche, le générateur ; au centre, les tiroirs des alimentations du modulateur et du récepteur.

et représenté par la figure 8.

3.3. CRÉATION DU CHAMP ÉLECTRIQUE CONTINU

Le champ électrique continu dans le cristal est obtenu par l'application sur celui-ci d'impulsions de puissance. Deux types de générateurs différents ont été utilisés, suivant les caractéristiques des matériaux.

3.3.1. *Cas des matériaux ayant une mobilité inférieure à 10^3 $cm^2/V.s$*

C'est le cas du sulfure de cadmium CdS.

Des échantillons de quelques kiloohms sont alors facilement réalisables. Des impulsions s'élevant jusqu'à 4 kV sont obtenues par décharge contrôlée d'un condensateur de puissance, le contrôle étant fait par un tube à vide servant de commutateur.

3.3.2. *Cas des matériaux ayant une mobilité supérieure à $10^3.cm^2/V.s$*

C'est le cas de l'arséniure de gallium GaAs.

Les échantillons de taille convenable ont une impédance électrique de quelques ohms au plus.

Un champ électrique intense requiert alors une puissance considérable. Pour atteindre ce but, un générateur d'impulsions spécial a dû être conçu.

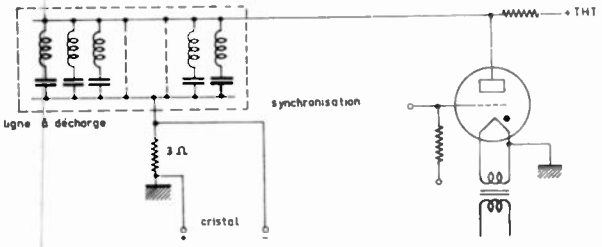


FIG. 9. — Générateur d'impulsions continues.

Le générateur est basé sur la décharge d'une ligne à cellules *LC* série, de très basse impédance caractéristique (fig. 9).

Ce type de ligne a l'avantage d'avoir des selfs *L* identiques et de valeurs encore réalisables. Une dizaine de cellules *LC* constitue une ligne donnant une forme d'impulsion convenable. La décharge se fait à travers un thyratron à hydrogène.

Nous disposons, de la sorte, d'impulsions d'une durée de 1 ou 20 μs, s'élevant à 2 kV sur une impédance de 3 Ω.

4. Résultats

Les calculs théoriques exposés plus haut laissent espérer une amplification considérable. Aussi les tentatives d'utilisation de ce phénomène n'ont-elles pas manqué.

L'essentiel des travaux a porté sur le sulfure de cadmium CdS. Les autres matériaux semiconducteurs piézoélectriques ont moins retenu l'attention.

Parmi ces travaux citons :

— HUTSON et WHITE à 15 MHz et 45 MHz [3].

— ISHIGURO, UCHIDA et SUZUKI de 16 MHz à 135 MHz [5].

— BLOTEKJAER et QUATE à 500 MHz [6].

— HICKERNELL et SAKIOTIS [7], qui ont tenté de réaliser un amplificateur opérationnel à 60 MHz.

Les résultats obtenus par ces auteurs sont, dans l'ensemble, cohérents avec ceux obtenus par nous-mêmes, au Laboratoire R.P.C. de Dijon de la Compagnie Générale de T.S.F., dans le domaine de fréquence 30 MHz-700 MHz.

Les figures 10, 11, 12 et 13 donnent les résultats expérimentaux obtenus aux fréquences 30, 90, 150 et 620 MHz.

Ces courbes appellent un certain nombre d'observations :

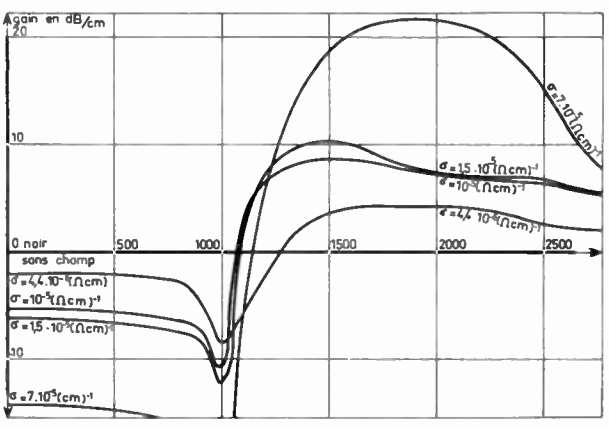


FIG. 10. — CdS. Gain expérimental à 30 MHz. Ondes de cisaillement.

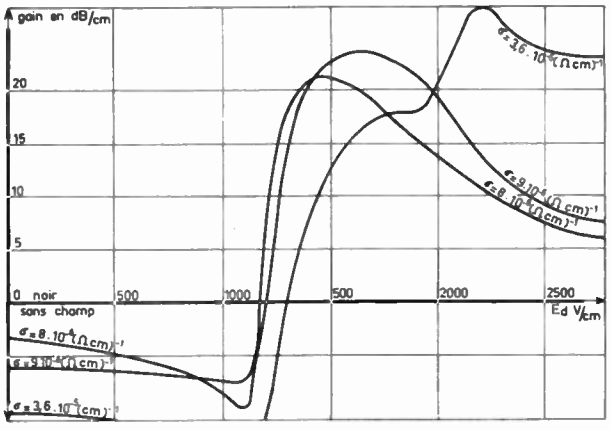


FIG. 11. — CdS. Gain expérimental à 90 MHz. Ondes de cisaillement.

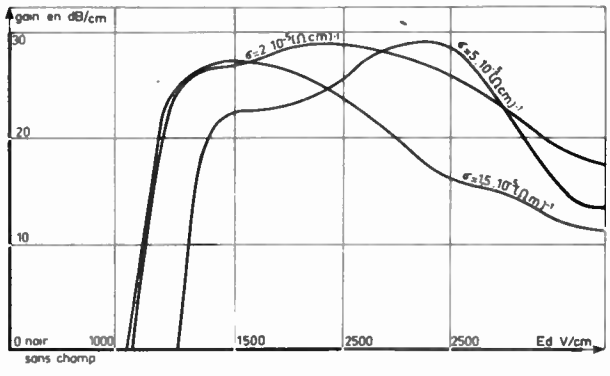


FIG. 12. — CdS. Gain expérimental à 150 MHz. Ondes de cisaillement.

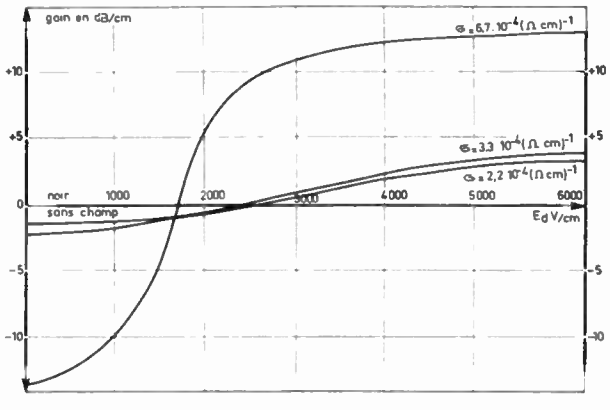


FIG. 13. — CdS. Gain expérimental à 620 MHz. Ondes longitudinales.

— D'après la formule (1), la courbe $\alpha(\gamma)[\alpha(E_d)]$ doit être symétrique par rapport au point $\alpha = 0$, $\gamma = 0$ $[E_d = E_c]$. La courbe expérimentale ne l'est pas et l'est d'autant moins que la fréquence ω est plus élevée.

— Les gains obtenus sont très inférieurs à ceux prévus par la théorie. Ainsi il ne nous a guère été possible de dépasser une trentaine de dB/cm, quelle que soit la fréquence.

— Le champ critique E_c dépend fortement de la conductivité et cela d'autant plus que la fréquence est plus élevée.

Quelques expériences entreprises sur l'arséniure de gallium GaAs de type *n* par nous-mêmes, semblent montrer un comportement contraire à celui du sulfure de cadmium CdS. Le coefficient d'amplification à 600 MHz est supérieur à celui prévu par le calcul.

La formule de HUTSON et WHITE rend ainsi compte de l'allure générale des phénomènes, mais non des ordres de grandeur.

5. Remarques

Sans vouloir nous avancer dans l'interprétation délicate des mécanismes de l'interaction électron-phonon, citons quelques faits observés, qui ne sont ni expliqués, ni mentionnés par la théorie de HUTSON et WHITE.

5.1. ECART A LA LOI D'OHM

La théorie suppose une relation linéaire entre tension appliquée et courant débité dans l'échantillon semiconducteur piézoélectrique, quelle que soit cette tension.

L'expérience a montré qu'il n'en est rien.

SMITH et MCFEE [8, 9] ont montré, les premiers, sur le sulfure de cadmium CdS qu'il y a saturation du courant dès que le champ électrique appliqué est supérieur au champ critique E_c.

MM. THUILLIER et QUENTIN [10] ont mis en évidence le même phénomène sur le tellure.

La figure 14 montre le phénomène sur sulfure de cadmium CdS, la figure 15 sur arséniure de gallium GaAs de type *n*, tel que nous l'avons observé dans notre laboratoire.

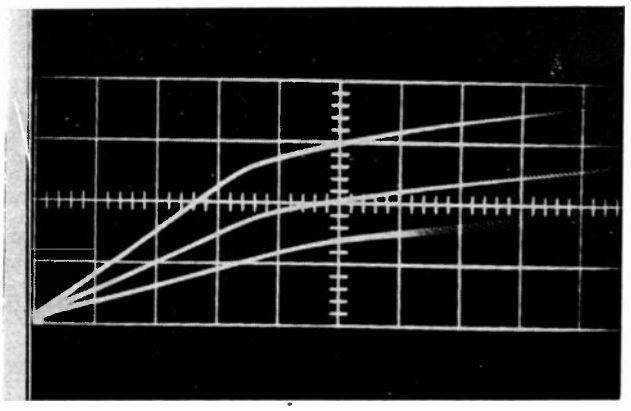


FIG. 14. — CdS. Saturation du courant.

→
Champ // axe C.
Horizontal : 300 (V/cm)/carreau.
Vertical : 0,8 A/cm²/carreau.

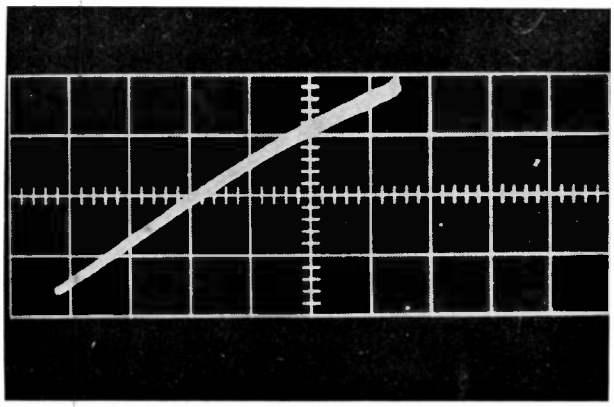


FIG. 15. — GaAs. Saturation du courant.
Champ // axe (111).
Horizontal : 50 (V/cm)/carreau.
Vertical : 310 (A/cm²)/carreau.

On peut donc dire approximativement que le porteur de charge ne peut pas dépasser la vitesse du son dans le milieu considéré : dès qu'il atteint cette vitesse, il fonctionne en émetteur d'ondes acoustiques (effet Cerenkov dans les solides).

Ce phénomène d'émission a pu être observé sur sulfure de cadmium CdS dans le domaine de fréquence 30-700 MHz (fig. 16 et 17).

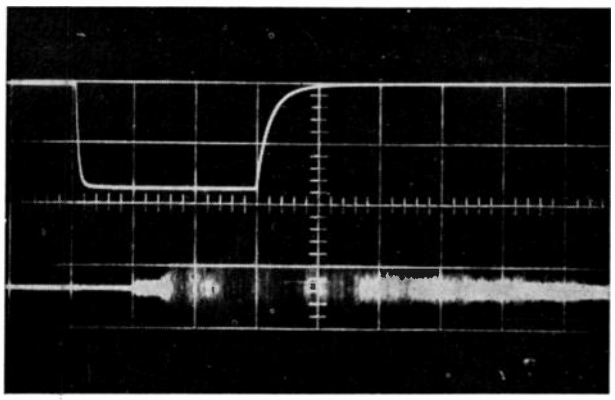


FIG. 16. — CdS. Flux acoustique émis à 30 MHz.
Champ $\perp$ axe $\vec{C}$.
Horizontal : 10 µs/carreau.
Trace supérieure : impulsion de tension.
Vertical : 1 100 (V/cm)/carreau.
Trace inférieure : flux acoustique.

Nous l'avons également observé sur arséniure de gallium GaAs de type *n* à 620 MHz (fig. 18) : lorsque le champ est tel que le porteur de charge se dirige vers la cavité réceptrice, il y a réception du signal émis (trace supérieure de l'oscillogramme, figure 18) ; il n'y a pas de signal reçu lorsque le sens de la tension appliquée est inversée (trace inférieure du même oscillogramme).

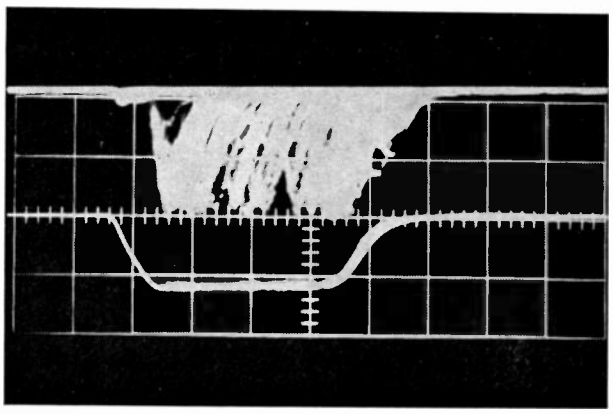


FIG. 17. — CdS. Flux acoustique émis à 620 MHz.
Champ // axe $\vec{C}$.
Horizontal : 2 µs/carreau.
Trace supérieure : flux acoustique.
Trace inférieure : impulsion de tension.
Vertical : 4 800 (V/cm)/carreau.

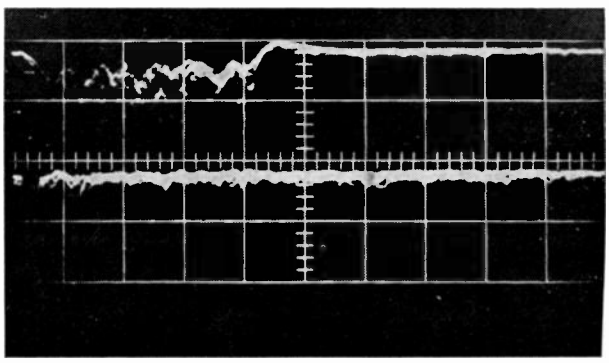


FIG. 18. — GaAs. Flux acoustique émis à 620 MHz.
Champ // axe (111).
Horizontal : 5 µs/carreau.
Trace supérieure : signal acoustique obtenu sur l'électrode positive du cristal.
Trace inférieure : signal nul sur l'électrode négative du cristal.

5.2. RÉPARTITION DE CHAMP NON UNIFORME

L'expérience a prouvé que la répartition de champ à l'intérieur d'un échantillon n'est pas homogène. Cette répartition non uniforme ne provient pas d'une inhomogénéité à la croissance du matériau, et ne peut être attribué à une éventuelle inhomogénéité d'éclairement. La figure 19 donne une répartition caractéristique relevée sur sulfure de cadmium CdS (pour le tellure, cf. [11]).

5.3. INTERVENTION DE LA PHOTOCONDUCTIVITÉ

Les mécanismes de la photoconduction interviennent dans le calcul du coefficient d'amplification α. UCHIDA [12] théoriquement, et HARNIK [13] expérimentalement, ont montré que, dans le cas du sulfure de cadmium CdS en particulier, les phénomènes de piégeage jouent un rôle très important.

HARNIK a vérifié expérimentalement que l'atténuation à champ électrique $E_d = 0$ dépendait fortement

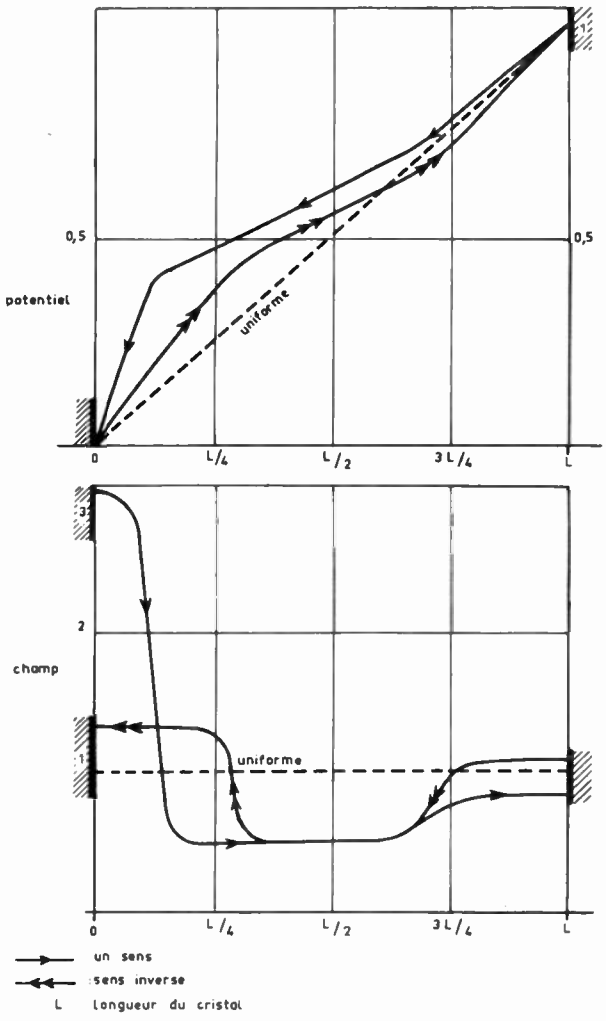


FIG. 19. — CdS. Répartition de champ non uniforme le long de l'axe $\vec{C}$.

de la longueur d'onde lumineuse utilisée pour ajuster la conductivité.

L'intervention de ces mécanismes entraîne, selon UCHIDA, les conséquences suivantes :

a) La valeur maximale de l'atténuation α est nettement inférieure à celle prévue par HUTSON et WHITE.

b) Pour une conductivité donnée, la valeur maximale de α est déplacée vers des valeurs de E_d plus fortes que celles prévues par HUTSON et WHITE.

c) La symétrie de la courbe de α par rapport à ($\gamma = 0$, $\alpha = 0$) disparaît.

Il semble cependant qu'une étude cohérente de l'intervention des phénomènes de photoconduction sur l'amplitude acoustique reste à faire.

BIBLIOGRAPHIE

[1] HUTSON A.R. et WHITE D.L. — *J.A.P.*, 33, 1, 40, 1962 ; *J.A.P.* 33, 8, 2547, 1962.

[2] TAVERNIER. — Article ci-dessus.

[3] HUTSON A.R., MCFEE J.H. et WHITE D.L. — *Phys. Rev. Letters* 7, 6, 237, 1961.

[4] BOMMEL H.E. et DRANSFELD K. — *Phys. Rev. Letters*, 1, 7, 234, 1958.

[5] ISHIGURO T., UCHIDA I. et SUZUKI T. — *I.E.E.E. Int. Conv. Rec.*, 2, 93, 1964.

[6] BLOTEKJAER K. et QUATE C.F. — *P. I.E.E.E.*, 52, 4, 360, 1964.

[7] HICKERNELL F.S. et SAKIOTIS N.G. — *P. I.E.E.E.*, 52, 2, 194, 1964.

[8] SMITH R.W. — *Phys. Rev. Letters*, 9, 87, 1962.

[9] MCFEE J.H. — *J.A.P.*, 34, 5, 1548, 1963.

[10] QUENTIN G. et THUILLIER J.M. — 7e Congrès International de Physique des Semiconducteurs, Paris 1964.

[11] QUENTIN G. et THUILLIER J.M. — Article suivant.

[12] UCHIDA I., ISHIGURO T., SASAKI Y. et SUZUKI T. — *J. Phys. Soc. Japan.*, 19, 674, 1964.

[13] HARNIK E. et YASAR T. — *J.A.P.*, 36, 6, 2086, 1965.

PIÉZOÉLECTRICITÉ ET EFFETS ACOUSTO-ÉLECTRIQUES DANS LE TELLURE A 77 °K (*)

PAR

G. QUENTIN et J.-M. THUILLIER

Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure

1. Etude de la piézoélectricité du tellure

Le tellure appartient au système trigonal (classe 32). La structure de son réseau cristallin permet donc au tellure d'être un des rares éléments piézoélectriques. La matrice des coefficients piézoélectriques ne comporte que deux coefficients indépendants d_{11} et d_{14}. Seule la mesure du coefficient d_{11} a été réalisée jusqu'à présent.

Si l'on étudie les variations de l'impédance électrique d'un barreau de semiconducteur extrinsèque orienté selon l'axe 1 et dont les extrémités sont supposées libres, un calcul assez simple [1] montre que l'impédance peut se mettre sous la forme :

$$\frac{Z}{R} = \frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}(1-\theta)}\left[1 - \frac{1-j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1-j\left(\dfrac{\omega}{\omega_D}+\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}\,\frac{\operatorname{tg} Kl}{Kl}\right]$$

Dans la formule ci-dessus, les notations suivantes ont été adoptées :

$$\theta = \frac{d_{11}^2}{\varepsilon_0 \varepsilon_1 S_{11}} \qquad \omega_D = \frac{v_s^2}{\mathfrak{D}_1} \qquad \omega_0 = \frac{\sigma_1}{\varepsilon_0 \varepsilon_1}$$

ε_1 : constante diélectrique du tellure dans la direction 1.

S_{11} : constante élastique.

v_s : vitesse de propagation d'une onde sonore longitudinale selon l'axe 1.

(*) Conférence prononcée le 2 juin 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 2e section de la SFER sur les hypersons dans les solides.

$\mathfrak{D}_1$: constante de diffusion.

σ_1 : conductivité.

R : résistance de l'échantillon à basse fréquence.

Pour un échantillon de tellure tel que ceux qui ont été utilisés :

$$\sigma = 10\ \Omega^{-1}\ \mathrm{m}^{-1} \qquad \omega_0 = 4.10^{10}\ \mathrm{s}^{-1}$$
$$\omega_D = 5.10^{9}\mathrm{s}^{-1} \qquad \omega = 10^{5}\mathrm{s}^{-1}$$

on peut utiliser la formule approchée :

$$\frac{Z}{R} = 1 - j\theta\,\frac{\omega}{\omega_0}\,\frac{\operatorname{tg} Kl}{Kl}\ .$$

Au voisinage de la fréquence de résonance électromécanique fondamentale ω_R ($Kl = \pi/2$) le circuit équivalent à l'échantillon est le suivant (fig. 1) :

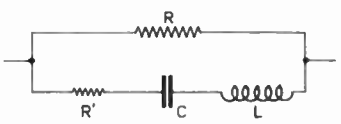


FIG. 1

$$\frac{R'}{R} = \frac{\pi^2}{8} - 1 + \frac{\pi^2}{8}\,\frac{\alpha}{\theta}\,\frac{\omega_0}{\omega_R}$$

$$C = \frac{8\theta}{\pi^2 R \omega_0}$$

$$L = \frac{\pi^2}{8}\,\frac{R\omega_0}{\theta\,\omega_R^2}$$

α caractérise l'amortissement.

Le dispositif utilisé pour l'étude des variations de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance de l'échantillon avec la fréquence est représenté sur la figure 2.

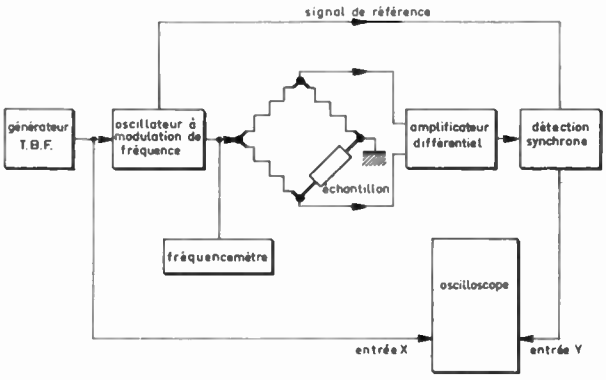


FIG. 2. — Dispositif expérimental.

Les courbes observées (fig. 3) permettent la mesure de la largeur de raie et de la variation relative d'impédance à la résonance :

$$\frac{\Delta R}{R} \simeq 10^{-3} \qquad \frac{\Delta\omega}{2\pi} = 6 \text{ Hz}.$$

La variation d'impédance est très faible mais la surtension est très grande ($Q = \omega/\Delta\omega \simeq 10^4$). On peut déduire de ces mesures le carré θ du coefficient de couplage électromécanique :

$$\theta = 0{,}12 \pm 0{,}04 .$$

Cette valeur est très élevée :

— pour le quartz : $\theta = 0{,}01$
— pour le sulfure de cadmium $0{,}03 < \theta < 0{,}05$.

Le problème expérimental le plus difficile à résoudre a été de mesurer avec précision la largeur d'une raie aussi fine.

2. Amplification des ultrasons

Les expériences d'amplification d'ultrasons dans le tellure ont été, jusqu'à présent, infructueuses. Elles étaient réalisées à l'aide d'un dispositif analogue à celui utilisé par HUTSON, WHITE et MCFEE [2] et la fréquence des ultrasons injectés était de 15 MHz. Dès que le champ électrique dépasse le champ critique, le bruit acoustique présent dans l'échantillon est très fortement amplifié et le signal acoustique se trouve noyé dans le bruit [3]. La rapidité avec laquelle le bruit est amplifié ($< 1\ \mu s$) est due à la forte conductivité du matériau. Il y a bon espoir de pouvoir réaliser l'amplification sur des échantillons de tellure moins conducteurs et à plus haute fréquence.

3. Saturation du courant traversant l'échantillon en régime d'amplification

Lorsque, dans un semiconducteur piézoélectrique, se déplace un flux acoustique intense, la partie acoustoélectrique J_{ac} du courant total associée à ce flux peut devenir très importante. En régime d'amplification, le courant acoustoélectrique a un sens opposé au sens de déplacement de l'onde acoustique et l'on peut observer une saturation du courant J total [4] :

$$J = \sigma E + J_{ac} .$$

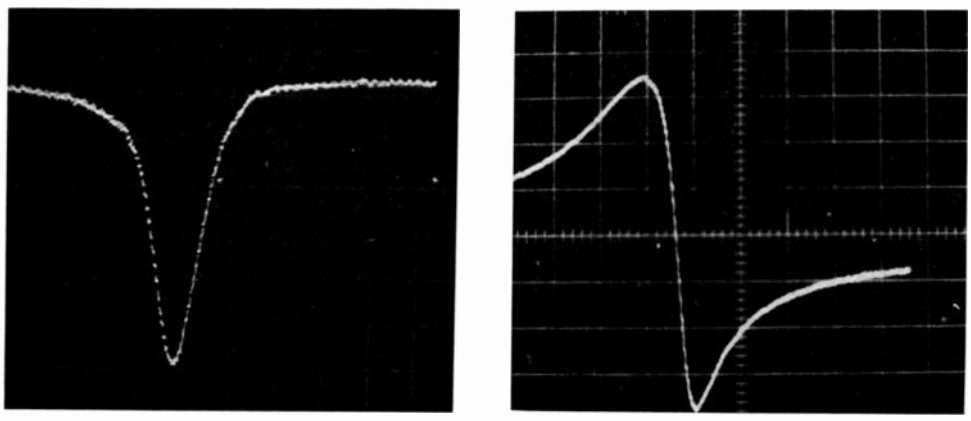


FIG. 3. — A gauche : partie réelle de l'impédance.
A droite : Partie imaginaire de l'impédance.
En abscisse 3,3 Hz par grande division.
Fréquence de résonance 28 kHz.
Variation relative de résistance $\simeq 10^{-3}$.

Cette saturation a pour la première fois été observée par SMITH [5] dans le sulfure de cadmium. La saturation commence au moment où la vitesse de déplacement des électrons devient égale à celle du son :

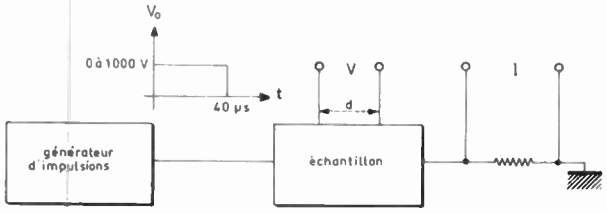
$$\mu E_c = v_s$$

μ = mobilité des porteurs
E_c = champ électrique appliqué.

Ce phénomène a été observé sur le tellure (fig. 4). On a typiquement à 77 °K :

$$E_c = 45 \text{ V/cm} \qquad \mu = 5\,000 \text{ cm}^2/v.s$$
$$\mu E_c = 2{,}25.10^5 \text{ cm/s}$$
$$v_s = 2{,}41.10^5 \text{ cm/s}.$$

La saturation du courant est plus ou moins nette selon les échantillons. Elle peut être presque parfaite.



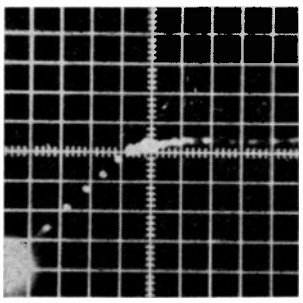


FIG. 4. — Caractéristique $I = f(E)$.
En abscisse : 10 V/cm par grande division.
En ordonné : 1 A par grande division.

Si l'impulsion de tension appliquée à l'échantillon a une durée supérieure à celle d'un aller et retour de l'onde acoustique dans l'échantillon, le système peut entrer en oscillation. La condition d'oscillation établie par McFEE [6] exprime le fait que le gain total de l'onde acoustique sur un aller et retour doit être positif. De telles oscillations ont d'abord été observées sur le sulfure de cadmium lorsque l'échantillon qui est photoconducteur est inégalement éclairé [7, 8]. Sur le tellure, des oscillations ont été observées sur certains échantillons de conductivité uniforme (fig. 5). Ces oscillations dont la période est inférieure au temps nécessaire à l'onde acoustique pour faire un aller et retour dans l'échantillon, peuvent se maintenir sans amortissement notable pendant des temps très longs (fig. 6).

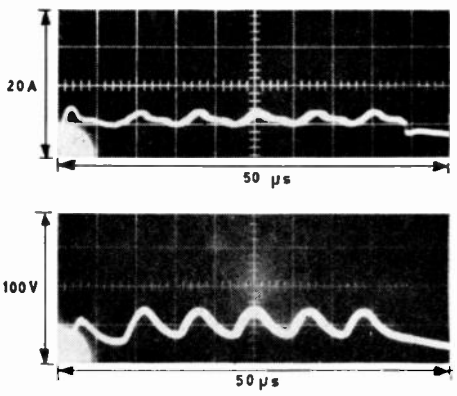


FIG. 5. — Oscillations du courant et de la tension.

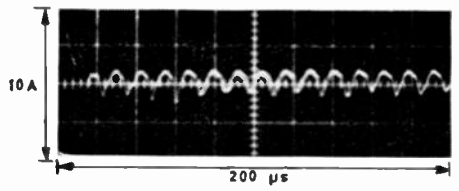


FIG. 6. — Oscillations entretenues du courant.

4. Répartition du champ électrique dans un échantillon, au-delà du seuil d'amplification

Les expériences les plus récemment réalisées ont pour objet l'étude de la répartition du champ électrique dans un barreau soumis à un champ électrique supérieur au champ critique. Dans ce cas, la répartition du champ n'est plus du tout homogène. Sur la figure 7, on a représenté la répartition de potentiel pour les deux polarités appliquées à l'échantillon. Le champ au centre de l'échantillon reste voisin du champ critique, tandis que le champ à l'une au moins

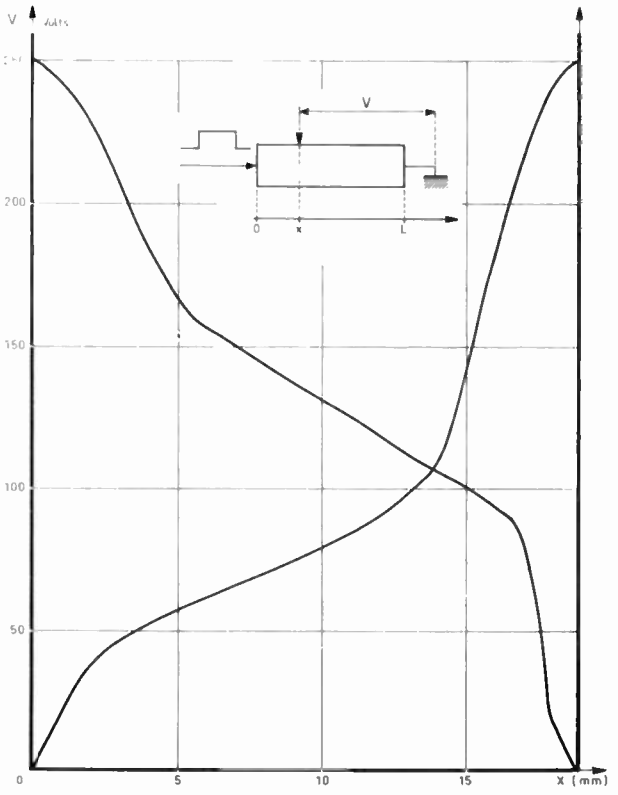


FIG. 7. — Répartition du potentiel pour les deux polarités appliquées.

des extrémités devient très intense (il peut atteindre 10 fois la valeur observée au centre).

Les expériences en cours à l'heure actuelle portent sur l'étude de la répartition du champ dans les échantillons présentant le phénomène d'oscillation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] QUENTIN G. et THUILLIER J.M. — Solid State Communications, Vol. 2, pp. 115-117 (1964).

[2] HUTSON A.R., MCFEE J.H. et WHITE D.L. — *Phys. Rev. Letters*, 7, n° 6, pp. 237-239 (1961).

[3] QUENTIN G. et THUILLIER J.M. — Comptes rendus du 7e Congrès International sur la Physique des Semiconducteurs (Paris 1964), pp. 571-574.

[4] HUTSON A.R. — *Phys. Rev. Letters*, Vol. 9, n° 7 (1962), pp. 296-298.

[5] SMITH R.W. — *Phys. Rev. Letters*, Vol. 9, n° 3 (1962), pp. 87-90.

[6] MCFEE J.H. — *J.A.P.* Vol. 34, n° 5 (1963), pp. 1548-1553.

[7] OKADA J. et MACHINO H. — *Japan J. Appl. Phys.*, *2* (1963), pp. 736-737.

[8] MURAKAMI H., MIYA M., NAGANO S., ISHIGURO J., UCHIDA J. — *Japan. J. Appl. Phys.*, *3* (1964), pp. 299-300.

TRANSDUCTEURS A 1000 MHz A COUCHE A DÉPLÉTION*

PAR

B. JACQUES

Laboratoire de Physique Théorique. Collège de France

Notations employées

v_s : vitesse du son dans le milieu
(e_{mij}) : tenseur des constantes piézoélectriques
c, e : constante élastique et piézoélectrique dans la direction étudiée
(c_{ijkl}) : tenseur des constantes élastiques
ε : constante diélectrique.
q : charge de l'électron
N_D, N_A : concentration de donneurs ou accepteurs
T_{ij} : contrainte
S_{nl} : déformation élastique
u : déplacement élastique
ρ_e : charge d'espace.

1. Introduction

La conversion d'énergie hypersonore en énergie électrique se fait, le plus souvent, avec des matériaux piézoélectriques dont les dimensions géométriques déterminent la fréquence de résonance : pour des ondes acoustiques longitudinales, $1 = \frac{\lambda}{2} = \frac{v_s}{2f}$.

C'est ainsi que l'on utilise des quartz résonnants : pour étendre l'utilisation de ces transducteurs à des fréquences plus élevées, on travaille sur une fréquence harmonique ou en dehors de l'accord, mais alors le rendement est faible : un quartz excité à 1 000 MHz à l'intérieur d'une cavité résonnante donne une perte de conversion de 30 dB.

D'où l'idée, pour éviter la fabrication de couches minces (quelques microns) résonnantes, de créer artificiellement une région d'épaisseur variable : la région de charge d'espace d'un semiconducteur peut avoir les dimensions voulues et, pratiquement, le champ électrique appliqué se retrouve sur la jonction. D'où l'utilisation de semiconducteurs piézoélectriques (CdS, ZnS, GaAs...) comme transducteurs à des fréquences de 100 à 500 MHz. Nous avons cherché à étendre ce principe pour des fréquences plus élevées, supérieures à 1 GHz.

L'intérêt de ce transducteur est lié à ses caractéristiques :

— faible perte de conversion acoustoélectrique (liée au coefficient de couplage piézoélectrique $k^2 = e^2/\varepsilon c$: 3 % pour le CdS, 0,2 % pour GaAs) ;

— bande passante assez large, due au fait que la couche limite est fonction de la polarisation continue appliquée.

Cette couche limite est obtenue sur la barrière de potentiel :

— d'une jonction métal-semiconducteur (couche à déplétion) ;

— d'une jonction *p-n* diffusée ;

— d'une couche épitaxiée.

2. Etude théorique

2.1. Comportement électrique

On prend le modèle d'une jonction *p-n* abrupte. (fig. 1.).

(*) Conférence prononcée le 2 juin 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 2e section de la SFER sur les hypersons dans les solides.

a) Application d'une tension continue :

$$l_n = \left(\frac{-2\varepsilon q V_0}{q}\right)^{1/2}\left[N_D\left(1+\frac{N_D}{N_A}\right)\right]^{1/2}$$

$$l_p = \left(\frac{-2\varepsilon V_0}{q}\right)^{1/2}\left[N_A\left(1+\frac{N_A}{N_D}\right)\right]^{1/2}$$

$$l_p N_A = l_n N_D ;$$

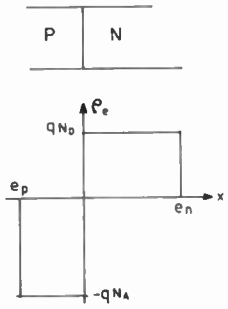


FIG. 1

b) Superposition d'une tension alternative :

$$V_0 = V + Ve^{j\omega t}.$$

La largeur de jonction, fonction de $V^{1/2}$, est développée en série de Fourier :

$$L = l_p + l_n = L_0\left[1 + \frac{V}{2V}e^{j\omega t} - \frac{V^2}{8V^2}e^{2j\omega t} + \ldots\right]$$

L_0 peut varier entre deux limites, définies d'une part par le potentiel de barrière, d'autre part par le champ de claquage : la fréquence d'accord est liée à ces deux limites, elle pourra pratiquement s'étendre sur une octave.

Le champ électrique est fonction linéaire de x.

2.2. Comportement piézoélectrique

La jonction est faite dans un semiconducteur de conductivité élevée ; la couche limite a une résistivité élevée, de sorte que l'on suppose que tout le champ hyperfréquence est appliqué dans cette région :

— en dehors de cette jonction, le couplage piézoélectrique est inexistant ;

— sur la jonction, le champ est intense (10^5 V/m) et le couplage piézoélectrique important.

Les calculs du processus de conversion se font à partir des équations de l'élasticité classique :

$$T_{ij} = c_{ijkl}S_{kl} - e_{mij}E_m$$

$$D_n = e_{nij}S_{ij} + \varepsilon_{nm}E_m.$$

Les tenseurs élastiques et piézoélectriques sont connus, le nombre d'onde $\vec{k}$ des phonons est défini par la structure cristalline et l'orientation du champ électrique appliqué : pour le GaAs, un champ E suivant (111) crée des phonons longitudinaux, et nous pourrons, par la suite, faire abstraction des indices i, j, k, l.

Suivant la direction de propagation, on arrive alors à une équation de la forme :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial^2 x} - \frac{1}{v^2}\frac{\partial^2 u}{\partial^2 t} = \frac{e\rho_e}{\varepsilon c\left(1+\dfrac{e^2}{\varepsilon c}\right)}$$

$$v = \sqrt{\frac{c}{\rho}\left(1+\frac{e^2}{\varepsilon c}\right)}.$$

On calcule l'énergie acoustique créée, sous forme de série de Fourier, le transducteur n'étant pas linéaire.

La puissance ultrasonore du fondamental est de la forme :

$$P_1 = 2v_s k^2 \frac{N_D^2 q^2}{\varepsilon}\frac{V}{V} d_0 \sin^2\left(\pi\frac{L_0}{\lambda}\right)\sin^2\pi\left(\frac{D}{L_0}+1\right)\frac{d_0}{\lambda}$$

maximale pour $L_0 = \lambda/2$.

Pour une puissance hypersonore de 10 W/m², il faut une puissance de 1 W hyperfréquence sur un échantillon de 1 cm² (perte de conversion de 30 dB par GaAs).

Ce calcul montre que le fonctionnement du transducteur est analogue à un dipôle rayonnant : les deux sources localisées aux limites de jonction l_n et l_p rayonnent des ondes élastiques d'égale amplitude, mais en opposition de phase.

3. Expériences

Les diodes fabriquées, de dimension $3 \times 3 \times 0{,}5$ mm, sont en GaAs, dopé n à 10^{16}/cm³, ont leurs faces planes, polies optique, et normales à l'axe (111). On réalise un contact rectifiant par métallisation d'une couche d'or de 200 Å.

Le transducteur est utilisé en détecteur d'ondes hypersonores. Les ondes acoustiques longitudinales se propagent dans le quartz et sont détectées après 1, 3 ou 5 trajets dans celui-ci : le niveau des pulses détecté varie avec la tension continue appliquée (fig. 2).

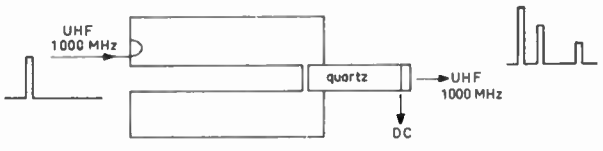


FIG. 2*a*. — Utilisation d'une diode GaAs en transducteur.

Si la bande passante est effectivement assez large, le rendement est faible et cela est motivé par différentes raisons :

— coefficient de couplage piézoélectrique du GaAs assez faible (0,002) ;

— distribution de l'énergie détectée, entre fondamental et harmoniques ;

— difficulté d'obtenir des jonctions parfaitement planes (exigée pour éviter toute interférence) ;

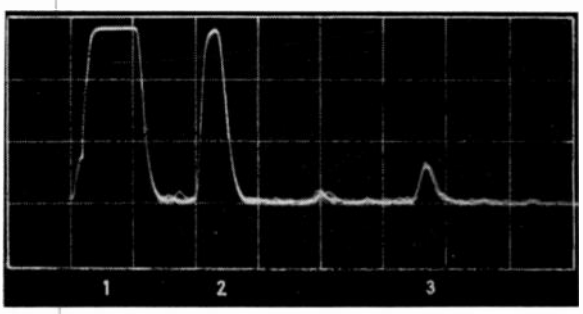


FIG. 2*b*. — Diode GaAs utilisée en transducteur
1 — Impulsion d'origine (elle est élargie par le système détecteur, saturé).
2 — Echo transmis et détecté après 1 trajet dans le quartz.
3 — Echo transmis et détecté après 3 trajets dans le quartz.

Echelles : Horizontale : 2μs/cm.
Verticale : 10 V/cm tension hyperfréquence.

— difficulté d'adapter le transducteur au circuit réception : la capacité de jonction est grande et son impédance est faible devant la résistance de base de la diode ;

— l'électrode plane en or, joue le rôle d'antenne d'une façon non négligeable : des contre-mesures montrent même que la détection au niveau de l'électrode peut masquer la marche du transducteur.

Il semble finalement que l'utilisation de transducteurs basés sur ce principe soient limitée, avec les matériaux actuels, à des fréquences inférieures au gigahertz; les couches épitaxiées semblent, à ce point de vue, plus prometteuses.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Physical Acoustics (Academic Press, New York).
[2] WHITE D.L. — IRE Nat. Couv. Record Part 6, p. 304 (1961).
[3] WHITE D.L., HUTSON A.R. — *Journal Applied Physics*, V. 33, p. 40 (1962).
[4] STRAUSS W. — *Journal Applied Physics*, V. 35, p. 2106 (1964).

ONDES MAGNÉTO-ÉLASTIQUES*

PAR

J. JOFFRIN

Laboratoire de Physique Théorique

Collège de France

Depuis deux ou trois ans, de nombreuses expériences ont été menées qui toutes utilisent, de près ou de loin, le couplage des ondes de spins avec des ondes élastiques pour propager de l'énergie dans un cristal ferromagnétique, avec des vitesses de groupe variables : par une simple variation du champ magnétique appliqué, ces vitesses du groupe peuvent varier de 1 à 5 ou même de 1 à 10.

Techniquement parlant, l'apparition de telles lignes à retard variable jusqu'à des fréquences voisines de 10^{10} Hz est assez riche de conséquences pour justifier l'intérêt des électroniciens. En dehors de leur intérêt purement technique, de telles lignes conduisent à des études qui apportent au physicien des connaissances sur le couplage, les changements de forme de l'énergie, et les couplages entre ondes, surtout que dans ce cas les effets sont supérieurs à ceux obtenus par d'autres types de couplages (phonons-spin, phonons-photons, photons-photons).

Deux caractéristiques sont communes à tous les dispositifs. Tout d'abord, si dans le même diagramme $\omega = f(k)$ (fig. 1), on trace la courbe de dispersion des ondes de spin et celle des ondes élastiques, il faut remarquer que le couplage ne peut être grand que si, pour les deux ondes, ω et k sont voisins. Enfin, bien sûr, il faut que ce couplage existe, c'est-à-dire que le matériau ferromagnétique soit magnétostrictif. En raison de ce couplage, les courbes de dispersion des deux ondes sont modifiées, principalement dans les environs du point de croisement C, et conduisent à une courbe de dispersion à deux branches pour une onde que l'on appelle magnéto-élastique : si ω est sa fréquence, pour $\omega < \omega_c$, la majeure partie de son énergie est sous la forme magnétique et se propage avec une vitesse de groupe voisine de celle des ondes de spin ; si $\omega > \omega_c$, la majeure partie de l'énergie est sous la forme élastique et se propage avec une vitesse de groupe voisine de celle des ondes élastiques. Cependant cette remarque ne vaut que tant que l'équilibre entre les diverses formes d'énergie est établi.

La deuxième caractéristique provient de ce que le champ démagnétisant d'un échantillon de forme quelconque n'est pas uniforme : si bien qu'en chaque point le champ effectif varie et que la courbe de dispersion des ondes de spin est différente pour chaque point. Un examen attentif de l'équation qui donne le mouvement de l'aimantation en $\vec{R}$ montre que l'onde de spin aura tendance à se propager vers une direction de champ magnétique effectif de plus en plus faible. Si l'on ajoute qu'une onde électromagnétique de fréquence ω est surtout couplée avec une onde de spin de même fréquence et de vecteur d'onde très petit, on dispose de tous les principes nécessaires pour comprendre les dispositifs de ligne à retard par onde magnéto-élastiques (fig. 2).

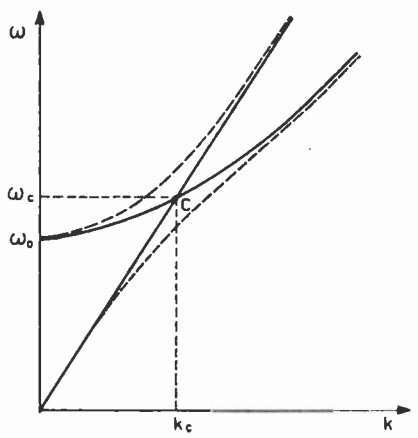


FIG. 1

(*) Conférence prononcée le 2 juin 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 2e section de la SFER sur les hypersons dans les solides.

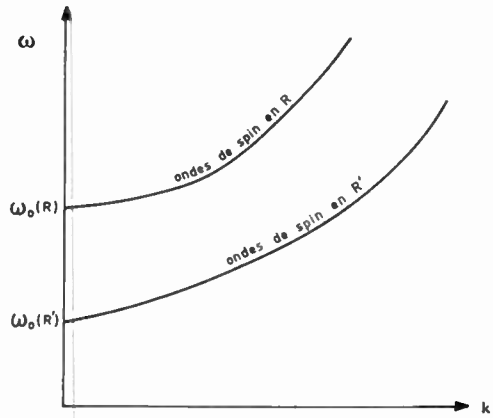


FIG. 2

Soit donc un échantillon tel que, sur les bords, le champ magnétique effectif soit plus grand qu'au centre. Pour une valeur donnée de H extérieur, ω_0 (bord) peut être amené à coïncider avec ω. Prenant naissance sur le bord, l'onde de spin va se propager

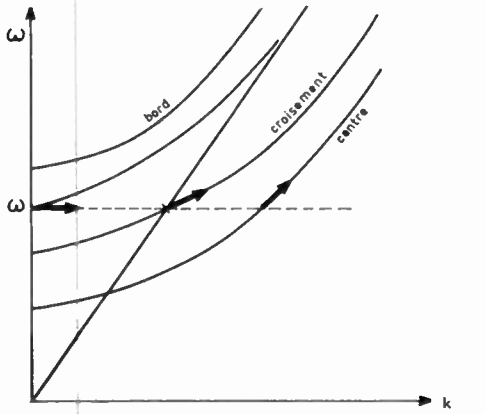


FIG. 3

vers le centre en modifiant progressivement son caractère : l'énergie potentielle va décroître au profit d'une énergie cinétique liée à la vibration des spins, la longueur d'onde va décroître, elle aussi, et la vitesse de groupe va augmenter : pour ω constant, $\frac{d\omega}{dk}/_{\omega}$, c'est-à-dire, que plus l'onde se dirige vers le centre, plus la tangente à la courbe de dispersion augmente. Si au cours de cette propagation, il y a une zone de l'échantillon où $\omega = \omega_c$, elle changera alors de caractère pour devenir de nature de plus en plus élastique : la vitesse de groupe se confond avec celle d'une onde élastique. Il y a donc deux régions distintes : l'une où l'onde magnétoélastique a une faible vitesse (quelques 10^4 cm/s) où elle a le caractère d'onde de spin ; l'autre où elle a une vitesse beaucoup plus grande (quelques 10^5 cm/s) où elle est de nature élastique. En modifiant le champ extérieur, c'est-à-dire en translatant en bloc toutes les courbes de dispersion des ondes de spin sur la figure 3, le rapport des trajets sous forme élastique et sous forme onde de spin peut être modifié à volonté.

Plusieurs dispositifs, tous basés sur les mêmes principes, ont été imaginés qui permettent de modifier les retards de 1 à 10. Typiquement en utilisant à 9,3 GHz une pastille de YIG de trois millimètres de diamètre, les retards peuvent varier de 1,5 à 13 μs. Si l'on ajoute que les pertes de ces lignes à retard sont faibles et qu'en plus on a la possibilité, par un pompage convenable de les diminuer encore, l'intérêt qu'elles présentent est assez grand pour justifier les études qu'on leur consacre.

BIBLIOGRAPHIE

ESHBACH J.R. — *Phys. Rev. Letters*, **8**, 357, 1962.

SCHLÖMANN E. et JOSEPH R.I. — *Jal. Appl. Phys.*, **35**, 2382 1964.

OLSON F.A. et YAEGER J.R. — *Appl. Phys. Letters*, **5**, 33, 1964

STRAUSS W. — *Jal. Appl. Phys.*, **35**, 1022, 1964

MATTEHEWS H. — *Phys. Rev. Letters*, **12**, 325, 1964

DAMON R.W. et vande WARST H. — *Phys. Rev. Letters*, **12**, 583, 1964

STRAUSS W. — *Jal. Appl. Phys.*, **36**, 118, 1965.

LÜTHI B. — *Appl. Phys. Letters*, **6**, 234, 1960.

DAMON R.W. et van de WARST H. — *Appl. Phys. Letters*, **6**, 194, 1965.

KAPLAN D.E. — *Phys. Rev. Letters*, **14**, 254, 1963.

INTERACTION DES SPINS AVEC LES HYPERSONS (*)

PAR

R. BUISSON

Laboratoire de Physique Générale
Faculté des Sciences de Grenoble
et Société Alcatel

1. Introduction

C'est en 1960 que les premières expériences pour étudier les interactions entre les hypersons et des centres paramagnétiques ont été commencées. Elles ont porté tout d'abord sur des défauts de réseau dans du quartz irradié, puis sur du rubis, puis sur de la magnésie dopée avec différents ions de la série du fer.

Avant de décrire plus en détail ces expériences, nous allons rappeler brièvement ce qu'est la résonance paramagnétique électronique (RPE). Nous nous bornerons, dans cet article, à une description qualitative. Un traitement plus complet nécessiterait de trop longs calculs.

2. Résonance paramagnétique électronique

La RPE est l'étude des corps paramagnétiques par une méthode analogue à celle utilisée pour l'étude optique des cristaux. Elle consiste à étudier les transitions dipolaires magnétiques entre les sous-niveaux Zeeman du niveau fondamental.

Dans les corps solides isolants, les corps paramagnétiques sont présents sous forme d'ions. Sous cette forme, seuls les corps ayant des « électrons célibataires » sont paramagnétiques. Les ions de la série du fer (couche $3d$ incomplète), de la série des terres rares (couche $4f$ incomplète) et de la série des actinides (couche $5f$ incomplète) répondent à cette condition. Certains défauts de réseaux et les radicaux libres sont aussi des centres paramagnétiques.

Pour les ions de la série du fer, l'orbite est le plus souvent « bloquée » dans le champ cristallin du réseau hôte c'est-à-dire qu'un champ magnétique ne peut pas modifier son orientation et le paramagnétisme provient, pour la plus grande part, du moment magnétique des électrons célibataires.

Le facteur de décomposition spectrale g est donc en général voisin de celui de l'électron libre. Il y a cependant des exceptions où g peut prendre des valeurs différentes (de 0,5 à 4) lorsque l'orbite n'est pas complètement bloquée.

Pour les ions terres rares, la couche $4f$ est entourée de la couche ($5s$ $5p$) complète et subit, de ce fait, une plus faible influence du champ cristallin. Le couplage magnétique entre l'orbite et le moment magnétique des électrons (couplage spin-orbite) est alors plus fort que le champ cristallin et c'est le paramagnétisme de l'orbite et de l'électron que l'on détecte. Les facteurs g prennent, dans ce cas, des valeurs très différentes de 2.

Avec les champs magnétiques facilement réalisables en laboratoire (jusqu'à 15 000 oersteds), les fréquences de transitions se situent dans le domaine centimétrique : pour $g = 2$, $f = 10\,000$ MHz pour $H = 3\,500$ oersteds.

L'étude de la position des transitions, de la forme des raies, de l'influence de la température sur le spectre apporte des renseignements très intéressants sur les ions et leur environnement.

3. Relaxation

Lorsque la valeur à l'équilibre thermique des populations des sous-niveaux Zeeman (loi de Boltzmann) est perturbée, les populations reviennent à leur valeur initiale avec une constante de temps T_1. Ce phénomène est la relaxation, caractérisée par le temps de relaxation T_1.

Il y a plusieurs processus de relaxation dont l'im-

(*) Conférence prononcée le 2 juin 1965 au cours de la demi-journée d'études de la 2e section de la SFER sur les hypersons dans les solides.

portance relative varie avec la température et avec les corps considérés. Aux très basses températures (de 1 à 10 °K), c'est très souvent le processus « direct » qui domine. Il est caractérisé par une dépendance en température très simple : $T_1 \propto T^{-1}$.

Etudions plus en détail le mécanisme de ce processus direct. Les vibrations thermiques du réseau cristallin (que l'on quantifie en phonons) font vibrer tous les ions autour de leur position d'équilibre. Le spectre de fréquence de ces vibrations s'étend de zéro à des fréquences très élevées : de l'ordre de 10^{13} Hz.

L'énergie de vibration contenue dans une bande de fréquence dépend de la température. Ces vibrations modulent le champ cristallin électrique que subit l'ion paramagnétique, donc l'orbite des électrons va, elle aussi, être modulée. Lorsque la fréquence de ces vibrations sera égale (ou voisine) de celle correspondant à la transition entre deux niveaux, il y aura échange d'énergie entre les ions et le réseau. Il faut, à ce stade, différencier très nettement les ions de la série du fer et les terres rares. Pour les premiers, le moment orbital du niveau fondamental est généralement bloqué. Comme le moment magnétique des électrons ne peut pas être couplé au champ cristallin électrique, le seul couplage possible de ce moment magnétique avec le réseau est donné par la figure 1.

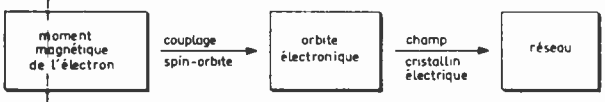


FIG. 1

Donc si l'orbite du fondamental est bloquée, il faudra faire intervenir les niveaux excités (dont l'orbite n'est pas bloquée) : en effet, une petite partie des fonctions d'onde des niveaux excités se retrouve dans le fondamental et, de ce fait, le couplage de la figure 1 devient possible, quoique très faible. Pour les ions de ce type, le temps de relaxation T_1 sera long (de 100 ms à 1 s à 4 °K). Il existe cependant, toujours dans la série du fer, des ions dont le niveau fondamental créé par le champ cristallin est un triplet orbital (Fe^{2+}, V^{3+}, Co^{2+}, etc.). Dans ce cas, l'orbite n'est plus bloquée et une partie du paramagnétisme a une origine orbitale. Pour retrouver le couplage schématisé figure 1, il n'est plus nécessaire de faire intervenir les niveaux excités : le temps de relaxation sera beaucoup plus court (de 10^{-3} à 10^{-4} s à 4 °K).

Il reste enfin à décrire le mécanisme pour les terres rares. Il est voisin de celui des ions du 2e type : le moment magnétique orbital participant pour une bonne part au paramagnétisme, le couplage avec le réseau est grand : les temps de relaxation sont très variables d'un ion à l'autre : de 10^{-3} à 10^{-6} s à 4 °K.

Nous pouvons résumer le mécanisme du processus direct par la figure 2 qui montre bien qu'il y a conservation d'énergie : l'ion a perdu l'énergie magnétique ΔE qu'il a cédée au réseau sous forme d'énergie mécanique.

4. Interaction avec les hypersons

Le schéma (fig. 2) permet de comprendre tout de suite l'influence des hypersons : ils vont faire transiter les ions paramagnétiques d'un niveau à un autre, pourvu que la condition $\Delta E = h\nu$ soit remplie et le couplage sera d'autant plus grand que le temps de relaxation sera court.

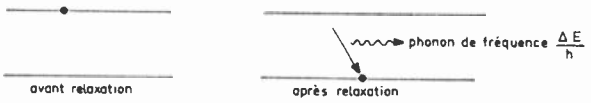


FIG. 2

Il y a deux manières d'étudier le couplage :

— soit par l'examen de l'influence des centres paramagnétiques sur les hypersons,

— soit par l'analyse de la modification du spectre de résonance paramagnétique électronique en présence d'hypersons.

4.1. Influence sur les hypersons

On fabrique généralement des impulsions hypersonores en excitant un quartz par des impulsions hyperfréquences. Ces impulsions se propagent dans le quartz puis dans le corps paramagnétique et viennent exciter des « échos » dans la cavité. On repère l'intensité de ces échos et on fait varier le champ magnétique, donc l'écart ΔE entre les niveaux d'énergie. Lorsque la condition $\Delta E = h\nu$ est remplie, on constate une diminution de l'amplitude des échos due à ce que les centres paramagnétiques ont absorbé de l'énergie ultrasonore pour passer du niveau inférieur au niveau supérieur. En fait, les ultrasons jouent un rôle analogue à celui joué par le champ magnétique hyperfréquence dans une expérience de RPE classique. Là aussi, les probabilités de transition ↗ et ↘ sont égales. Il y a donc absorption d'énergie uniquement parce que les populations des deux niveaux sont différentes.

Un autre effet prévu est la variation de la vitesse de phase des hypersons au voisinage du champ de résonance. C'est l'analogue de la dispersion optique au voisinage d'une raie d'absorption. Cette variation, quoique très faible, à été effectivement observée.

4.2. Etude par la résonance paramagnétique électronique

Nous avons vu que les hypersons induisaient des transitions entre les niveaux de l'ion. Si la puissance ultrasonore est suffisante, ils pourront vaincre la relaxation et donc saturer la transition (égaliser les populations). Il sera facile, en étudiant le spectre de RPE, de déduire l'intensité du couplage.

La théorie prévoit aussi un déplacement de la raie de résonance qui serait un peu l'analogue, pour la RPE, de la variation de vitesse des hypersons. Mais on calcule que ce déplacement est très faible et il n'a pas été observé.

5. Comparaison avec la relaxation

La relaxation fait intervenir les vibrations thermiques du réseau dont la fréquence est égale à la fréquence de résonance. Ces vibrations thermiques peuvent se décomposer en ondes (dont le quantum est le phonon). Pour la relaxation, toutes les ondes ayant la bonne fréquence pourront interagir avec les ions, quelles que soient leur direction et leur polarisation (ondes transversales, longitudinales, mixtes, etc...). Elles n'ont cependant pas toutes le même couplage avec les ions et le temps de relaxation n'indiquera qu'une moyenne de ce couplage. Au contraire, les hypersons vont permettre de mesurer l'intensité du couplage des ions avec les ondes de direction et de polarisation bien déterminées. C'est donc une analyse beaucoup plus fine de l'interaction.

6. Conclusion

L'étude de l'interaction des spins avec les hypersons est une méthode assez puissante pour définir le couplage des ions paramagnétiques avec le réseau cristallin. Elle présente une supériorité incontestable sur la simple mesure du temps de relaxation.

D'autre part, et c'est un point que nous n'avons pas abordé, elle permet d'observer des transitions qui sont interdites en résonance paramagnétique électronique . Enfin, l'étude des formes de raies, souvent différentes en RPE, est aussi un moyen d'information très intéressant.

Nous n'avons pas abordé dans cet article le côté expérimental. Il est pourtant fort important et c'est lui qui freine le développement de ces recherches. Mise à part la pratique des hyperfréquences et des très basses températures, l'obtention de très bons cristaux, exempts de contraintes internes, polis optiquement (la longueur d'onde des ultrasons est 0,5 μ environ à 10 000 MHz), correctement orientés etc., est très longue et difficile. Enfin le « collage » des corps paramagnétiques et des quartz reste une technique très empirique et nécessite de longs tâtonnements avant de donner d'assez bons résultats.

SYSTÈME MULTIPLEX 4 - 12 - 24 VOIES A COURANTS PORTEURS A L'USAGE DES ARMÉES DE TERRE

PAR

R. GUIRIMAND
Chef du Service Transmissions à la Société T.R.T.

ET

R. HONO
Sous-Directeur à la Société C.I.T.

Introduction

A la demande de la Section d'Etudes et de Fabrication des Télécommunications, la Société des Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques et la Compagnie Industrielle des Télécommunications ont été chargées d'étudier une gamme de matériels transistorisés pour des systèmes multiplex à courants porteurs à 4, 12 ou 24 voies pouvant être exploités soit sur câble, soit sur faisceau hertzien. Dans la première partie de l'article ci-dessous seront examinés les principaux impératifs auxquels doit répondre le matériel (facilité de mise en œuvre, robustesse, caractéristiques électriques, facilités de réparation), ainsi que les différents cas d'exploitation qui ont conditionné sa subdivision en sous-ensembles fonctionnels. La dernière partie sera consacrée à la description mécanique des matériels et à une description électrique sommaire de chacun des sous-ensembles.

PREMIÈRE PARTIE

Considérations sur l'emploi des matériels de transmission par courants porteurs et application au présent matériel

1. Généralités

La transmission rapide d'ordres et d'informations constitue un service très important dans une armée moderne. L'utilisation de système de téléphonie par courants porteurs ou téléphonie multiplex, tant à division de fréquence qu'à division du temps, n'est pas une nouveauté pour les services de transmission des armées, puisque de tels matériels étaient déjà en service au cours de la seconde guerre mondiale.

A cette époque, les besoins pouvaient être satisfaits à l'aide de matériels multiplex à 3 ou 6 voies : à l'heure actuelle, la satisfaction des besoins exige des matériels à plus forte capacité (4, 12 ou 24 voies). Mais l'augmentation de capacité des matériels s'accompagne généralement d'un accroissement de poids et de volume et la complexité du matériel, surtout, devient telle que le recrutement des spécialistes pour sa mise en œuvre et son exploitation pose des problèmes.

De plus, les matériels doivent pouvoir fonctionner quel que soit le milieu de transmission aussi bien sur câbles de campagne (à charge légère dans le cas du 4 voies, sans charge dans le cas du 12 voies) que sur câble hertzien. Il en est peut-être résulté un alourdissement du matériel, mais l'exploitant aura ainsi la possibilité de réaliser plusieurs modes d'exploitation, y compris celle de se raccorder éventuellement au réseau national des P.T.T., moyennant quelques dispositifs accessoires.

Les matériels de transmission militaires modernes doivent également répondre à certains impératifs dont le premier est sans doute la facilité de mise en œuvre. Les constructeurs ont donc cherché à réaliser un matériel aisément transportable et dont l'exploitation ne nécessite qu'un personnel très limité. A cette première condition est liée également la souplesse d'emploi. En effet un service de transmission militaire n'a jamais à réaliser « le cas idéal » d'une liaison, mais doit assurer des communications dans les délais les plus brefs et dans des conditions extrêmement variées.

Le second impératif est la robustesse. Le matériel de campagne est appelé, au cours de son existence,

à être transporté sur véhicules, par avion et par bateau. Les nombreuses manipulations qu'il peut subir ont donc amené les constructeurs à protéger le matériel contre les chocs et les intempéries au cours du transport (coffrets de transport étanches avec dispositifs de suspension incorporés).

Le troisième impératif réside dans les caractéristiques électriques du matériel. Il est tout d'abord nécessaire que ces caractéristiques ne soient pas dégradées par les conditions climatiques (d'où fonctionnement dans une gamme étendue de température). Il faut de plus qu'elles soient stables ; il est en effet indispensable d'assurer une dérive très faible des oscillateurs (la transmission est du type bande latérale unique avec porteur supprimé) et de limiter les variations d'amplitude des différentes sections à l'aide de régulateurs de niveau, si l'on veut assurer des liaisons à grande distance à travers plusieurs systèmes connectés en tandem. Les constructeurs ont donc cherché à maintenir les équivalents de chaque section dans des limites raisonnables, à pallier les dérives de fréquences en assurant une synchronisation des oscillateurs par section, à maintenir dans des limites très étroites les variations amplitude-fréquence de chaque canal de transmission.

Enfin, pour assurer une mise on œuvre et une exploitation avec le minimum de personnel spécialisé, le matériel a été divisé en sous-ensembles fonctionnels, très facilement raccordables entre eux, et les points de réglage et de mesure ont été réduits au minimum compatible avec l'exploitation.

Un quatrième impératif réside dans les facilités d'entretien et de réparation. A cet effet les ensembles fonctionnels ont été divisés en boitiers élémentaires, eux-mêmes subdivisés en « plaquettes » supportant un certain nombre de composants. Des méthodes très simples et rapides permettent de localiser un boitier en défaut et de pourvoir à son remplacement par simple enfichage. Ce n'est qu'à l'échelon supérieur que la plaquette reconnue défectueuse sera remplacée dans le boitier en défaut, ces opérations étant facilitées par l'emploi de bancs de dépannage.

2. Division du matériel

La division du matériel en sous-ensembles fonctionnels est effectuée comme suit :

1° Equipements terminaux utilisés aux stations terminales ou nodales, eux-mêmes divisés en :

— équipements de modulation,

— équipements de ligne.

2° Equipements intermédiaires d'amplification, utilisés essentiellement sur les liaisons en câble pour compenser les affaiblissements des câbles.

Les équipements de modulation sont ceux qui assurent la transposition des canaux vocaux dans la bande de fréquence, soit 4-20 kHz, lorsqu'il s'agit d'un équipement à 4 voies, soit 60-108 kHz, lorsqu'il s'agit d'un équipement à 12 voies.

Les équipements de ligne sont ceux qui assurent les fonctions d'amplification, d'égalisation, de régulation des bandes transposées transmises par le cable ou le faisceau hertzien. Lorsque la bande transmise par le cable est différente de celle du groupe formé dans les équipements de modulation, les équipements de ligne assurent aussi les fonctions de transfert ; par exemple la formation d'un groupe de 24 voies (bandes 6-54 kHz et 60-108 kHz) est assurée à partir de deux groupes de modulation 12 voies (bande 60-108 kHz).

En vue de répondre aux impératifs précités, les équipements développés par les Sociétés T.R.T. et C.I.T. sont caractérisés par :

— une grande souplesse d'exploitation permettant la constitution de réseaux complexes par association de différents ensembles fonctionnels ;

— une grande mobilité conférée par le faible poids et l'encombrement réduit des sous-ensembles fonctionnels, présentés dans deux types de coffrets étanches (dimensions 540 × 300 × 400 mm ou 540 × 600 × 400 mm) pouvant également être montés sur rack standard de 19 pouces ou en « cadre » ;

— une consommation d'énergie très faible résultant de la transistorisation intégrale de tous les éléments actifs ;

— leur opposabilité avec certains matériels étrangers, en particulier d'origine américaine (AN/TCC 3 - AN/TCC 7 - AN/TCC 24) ;

— une excellente tenue aux conditions climatiques (de − 40 °C à + 55 °C), aux chocs et aux vibrations ;

— leur conformité aux normes FINABEL ;

— leur facilité de raccordement au réseau national des lignes à grande distance.

La gamme des matériels étudiés comprend :

a) un équipement terminal autonome 4 voies réalisé en un coffret simple,

b) un équipement de modulation 12 voies réalisé en un coffret double,

c) un équipement de modulation de sous-groupes de 4 voies réalisé en un coffret simple dénommé « coffret M »,

d) un équipement de terminaison de ligne pour liaison par cable en paires symétriques réalisé en un coffret simple dit « coffret Qt »,

e) un équipement de terminaison de ligne pour liaison par faisceau hertzien réalisé en un coffret simple dénommé « coffret Ht »,

f) un équipement de transfert de sous-groupe de 4 voies,

g) des répéteurs étanches non surveillés, placés tous les 9,2 km sur un câble à quarte,

h) une valise de mesure permettant la mise en service et la maintenance des liaisons.

3. Possibilité d'exploitation

Les différents groupements possibles des équipements terminaux et de ligne permettent l'établissement d'un réseau complexe (fig. 1) pouvant être réalisé à l'aide des liaisons des types suivants :

1) *liaisons à 4 voies* utilisant généralement un câble en quarte CX 1065/G (chargé à 6 mH/400 m).

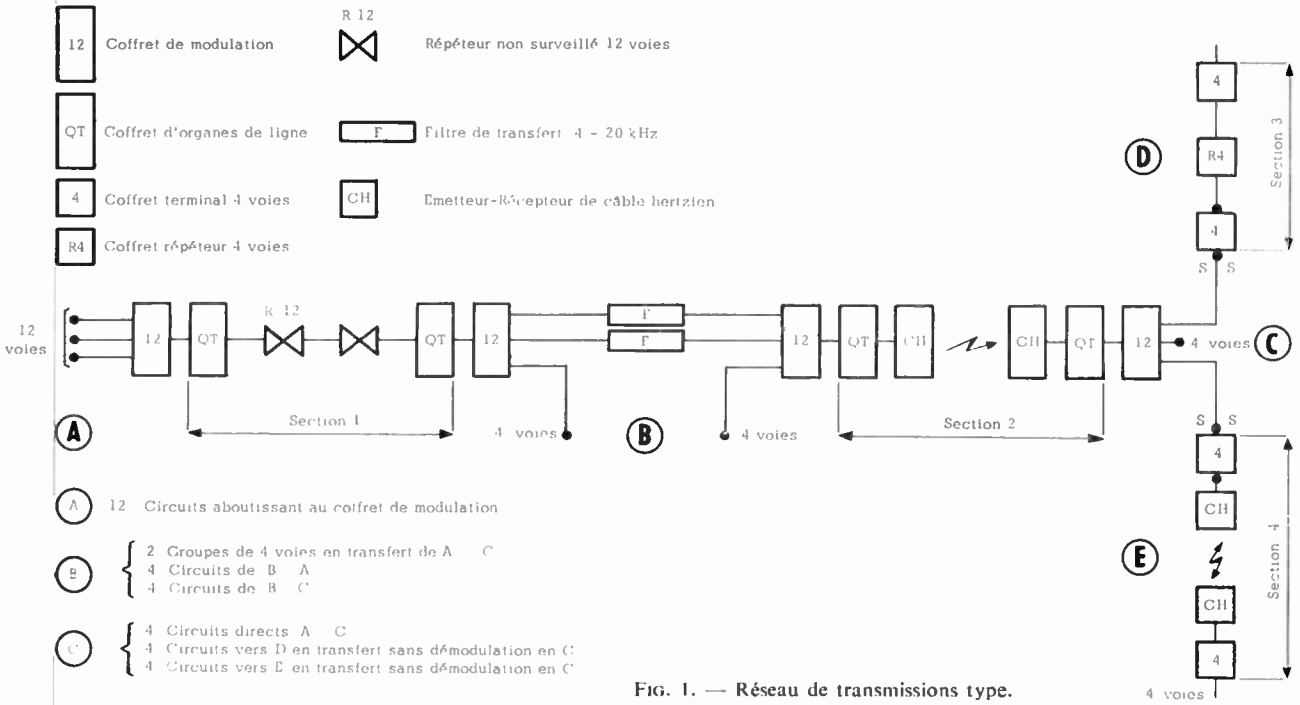


FIG. 1. — Réseau de transmissions type.

Ces liaisons assurent la transmission de 4 voies dans la bande 4-20 kHz et d'une voie de service dans la bande 0,3-3,1 kHz ; par utilisation de répéteurs surveillés disposés tous les 40 ou 55 km, la portée peut atteindre environ 200 km.

Le même matériel peut être utilisé pour des liaisons hertziennes, sans modification.

L'ensemble des organes d'un terminal ou d'un répéteur est contenu dans un coffret simple.

2) *liaison à 12 voies* par quarte CX 1065/G non chargée. Les groupes de 12 voies peuvent être formés suivant deux procédés :

a) en utilisant 3 coffrets de 4 voies associés à un coffret de modulation (coffret M). Cette façon d'opérer permet l'éclatement du groupe de 12 voies, les 3 coffrets de 4 voies pouvant être éloignés les uns des autres ;

b) en utilisant *l'équipement de modulation « 12 voies compact »*. Cette solution, plus économique que la précédente est adoptée lorsque les 12 circuits vocaux aboutissent au même point (fig. 2).

Le groupe de 12 voies formé par l'un ou l'autre de ces deux procédés est du type B (bande 60-108 kHz) recommandé par le C.C.I.T.T.

La transmission de groupe 12 voies sur une quarte CX 1065/G non chargée est effectué par l'intermédiaire d'un coffret « Qt ». Celui-ci assure la transposition du groupe B dans la bande du groupe A (12-60 kHz) transmis en ligne, ainsi que les fonctions d'amplification, d'égalisation, de régulation. De plus ce coffret est équipé d'une voie de service transmise dans la bande 0,3-3,1 kHz ; par utilisation de répéteurs surveillés disposés tous les 64,4 km et de répéteurs téléalimentés disposés tous les 9,2 km, on peut établir une liaison de 400 km.

3) *liaisons 12 ou 24 voies* par faisceau hertzien :

Les équipements terminaux sont composés d'un ou de deux coffrets de modulation 12 voies (chacun des groupes 12 voies pouvant être formé suivant les deux variantes mentionnées ci-dessus) et d'un coffret Ht qui assure la transposition dans les bandes

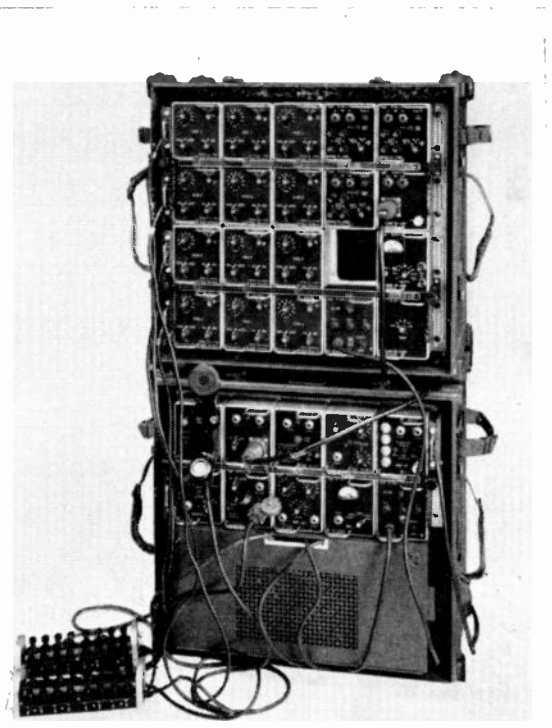


FIG. 2. — Equipement terminal 12 voies compact.

6-54 kHz et 60-108 kHz qui sont transmises en ligne. Ces équipements peuvent être éloignés de 9,2 km de l'émetteur-récepteur auquel ils sont raccordés par un câble CX 1065/G non chargé.

De même que le coffret Qt, le coffret Ht assure également les fonctions d'amplification, de régulation et d'égalisation éventuelle du câble de liaison au faisceau hertzien.

Il est également équipé d'une voie de service.

DEUXIÈME PARTIE

Description du matériel

1. Présentation mécanique

Ces matériels sont constitués de la façon suivante : chaque élément fonctionnel, par exemple boitier de voie, producteur d'harmonique, modulateur de groupe ou de sous-groupe, coupleur, etc. est réalisé dans un élément parallélépipédique enfichable, de dimensions 288 × 107 × 88 mm (fig. 3).

Cet élément comprend essentiellement une face avant groupant les commandes et certains accès et un logement arrière, protégé par un capot, comportant les circuits électroniques.

La liaison entre les commandes et les organes électroniques est effectuée à l'aide d'un passe-fils moulé dans la matière plastique, séparant face avant et compartiment arrière.

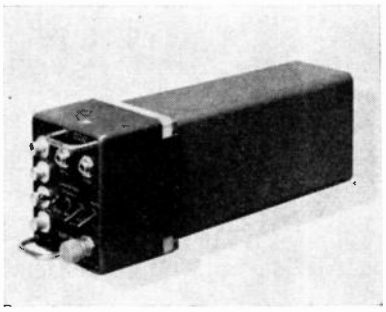
Les composants électriques sont montés sur des circuits imprimés situés dans un plan parallèle à la face avant. Ces circuits sont maintenus par des glissières et terminés par des points de contact permettant leur raccordement au câblage général du boitier par soudures (fig. 4).

Le câblage de chaque boitier se termine par une série de fiches permettant sa connexion sur un enfichage raccordé au câblage général du bâti.

Tous les boitiers sont immédiatement remplaçables par simple défichage ; le premier dépannage peut donc s'effectuer extrêmement rapidement. Ensuite il est toujours possible d'intervenir sur les cartes imprimées soit en les remplaçant par des cartes supportant des éléments neufs, soit, si l'on désire pousser le dépannage plus loin, en remplaçant les éléments sur les cartes elles-mêmes.

Les boitiers décrits précédemment prennent place dans des « mountings » comportant chacun 10 alvéoles répartis en deux rangées de 5 (fig. 5).

Ces mountings sont constitués d'un chassis métallique plié en forme de U et d'un cadre alvéolé en



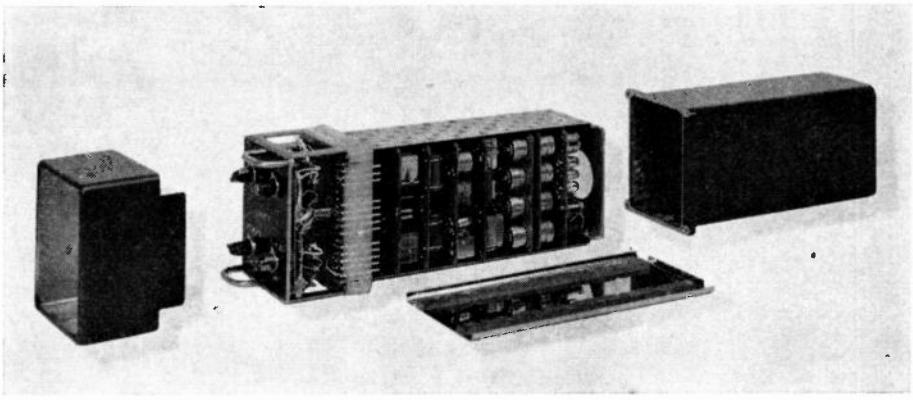


Fig. 3. — Vue d'un boîtier fermé.
Fig. 4. — Vue d'un boîtier ouvert.

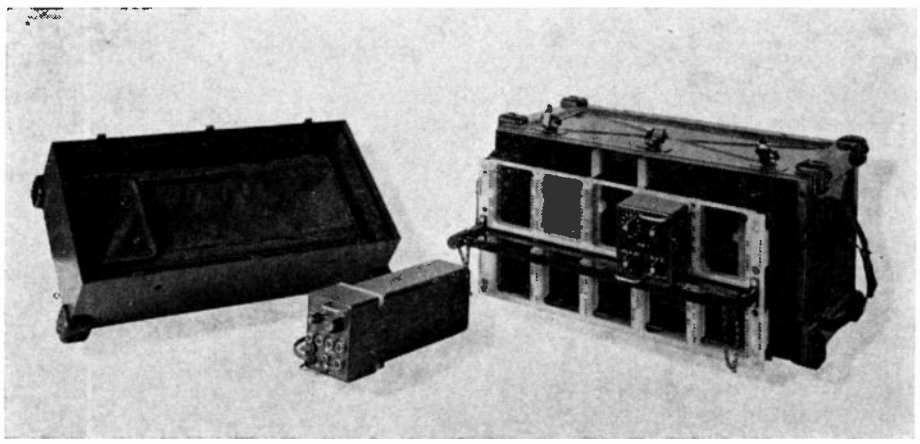


Fig. 5. — Mounting dans son coffret.

matière plastique. L'assemblage de ces dernières pièces est effectué à l'aide de vis et d'entretoises. Dans chaque alvéole peut prendre place un boitier.

Les mountings sont prévus pour être soit fixés sur un rack au standard de 19 pouces, soit montés à l'intérieur de coffrets de transport étanches en alliage léger comprenant, en outre, une suspension élastique mettant le matériel à l'abri des chocs dûs aux manipulations de transport. Les dimensions de ces coffrets sont :

	coffrets simples	coffrets doubles
largeur	540 mm	540 mm
hauteur	300 —	600 —
profondeur	400 —	400 —

Dans le couvercle de chaque coffret est fixée une sacoche destinée à recevoir le combiné téléphonique, les fusibles et parafoudres de rechange, la notice d'exploitation, des cordons de raccordement.

Le raccordement entre coffrets est assuré par des cordons reliés à des connecteurs s'embrochant sur des prises situées soit sur les mountings, soit sur les faces avant des boitiers.

2. Equipement terminal à 4 voies

L'équipement terminal à 4 voies (fig. 6) permet l'exploitation de 4 circuits téléphoniques (bande 300-3400 Hz) et une voie de service soit sur un câble de campagne à charge légère (6 mH/400 m), soit sur un faisceau hertzien.

L'ensemble des 4 voies téléphoniques transposées dans la bande 4-20 kHz, appelé sous-groupe, est obtenu par une modulation à 8, 12, 16 ou 20 kHz, suivant le rang de la voie considérée. Le circuit vocal raccordé à chacune des voies porteuses peut être soit un circuit 2 fils, soit un circuit 4 fils, le choix du type d'exploitation peut être fait dans l'équipement au moyen d'un inverseur. La transmission des appels se fait soit en « manuel », soit en « automatique » ; dans

FIG. 6. — Equipement terminal 4 voies.

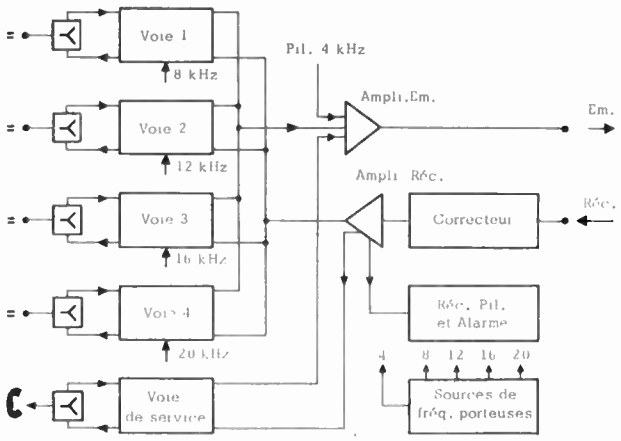


FIG 7. — Schéma simplifié d'un équipement terminal à 4 voies.

le premier cas, le signaleur incorporé fonctionne sous l'action de courants à 50 Hz, dans le second cas il est sensible à l'apparition d'une terre sur le fil spécialisé (TRON) qui le relie au central ; à la réception, le signaleur connecte la source locale à 50 Hz sur le circuit 2 fils (appel manuel) ou une terre sur le fil spécialisé (RON) le reliant au central automatique.

Comme le fait apparaitre le schéma (fig. 7), l'équipement terminal 4 voies comporte :

— 4 boitiers de voie comprenant chacun son terminateur de passage 2 fils/4 fils, et son signaleur (signalisation hors-bande à 3825 Hz). Les fréquences de transposition sont 8, 12, 16, 20 kHz.

— 1 boitier « amplificateur d'émission » assurant le couplage des quatre voies et l'amplification nécessaire avant l'attaque du câble.

— 1 boitier « amplificateur de réception » assurant à l'aide d'égaliseurs variables la correction de la transmission tant en gain qu'en pente ou en courbure.

— 1 boitier de « sources » permettant d'engendrer les fréquences porteuses nécessaires, par division et multiplication de fréquence à partir d'un oscillateur à quartz.

— 1 boitier de voie de service avec oscillateur d'appel et signaleur.

— 1 boitier de mesures avec oscillateur à 1 kHz et voltmètre permettant la mise en service et la maintenance de la liaison.

— 1 boitier d'alimentation assurant la distribution d'énergie aux boitiers précédents, soit à partir du secteur, soit à partir d'une batterie 24 volts.

Les fréquences transmises en ligne sont échelonnées entre 0,3 et 20 kHz.

La surveillance de la liaison est assurée à l'aide d'un pilote à 4 kHz, à bas niveau.

La puissance d'émission nominale par voie est de 0 dBmo ou + 10 dBmo.

L'atténuation maximale compensable de la ligne est de 25 dB à 20 kHz, ce qui correspond à une portée de 40 ou 55 km sur un câble CX 1065 G suivant le niveau d'émission choisi.

La reproduction de fréquence à l'extrémité distante est toujours faite à mieux que 1 Hz.

Sur une liaison constituée par 40 km de câble entre deux terminaux :

— le gabarit de transmission de chaque voie dans toute la plage de température (— 40 à + 55 °C) est conforme à la figure 8 ;

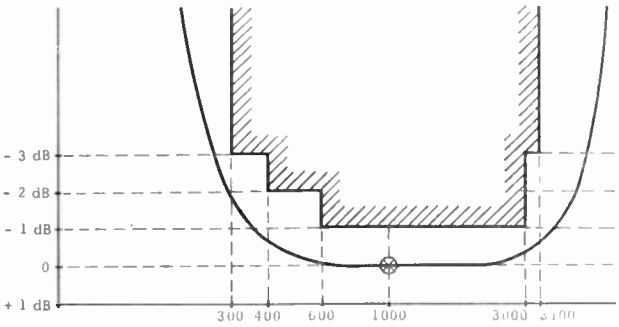


FIG. 8. — Courbe de transmission type.

— le bruit thermique par voie est inférieur à 500 pW ;

— le bruit de diaphonie inintelligible correspond à un rapport signal/bruit meilleur que 54 dB ;

— l'écart diaphonique intelligible entre voies est supérieur à 75 dB.

La consommation d'un coffret terminal est de 25 VA environ sur secteur et de 0,7 A sur batterie 24 volts.

Son poids est de l'ordre de 36 kg en état de transport.

3. Coffrets d'organes de modulation pour 12 voies ou 24 voies (version « compacte »)

Les organes de modulation pour un groupe de 12 voies sont répartis en un seul coffret double. Ils permettent de former un groupe de 12 voies occupant la bande 60 - 108 kHz. Pour 24 voies, il est nécessaire d'utiliser deux ensembles identiques.

La figure 9 indique le schéma de principe de ce coffret.

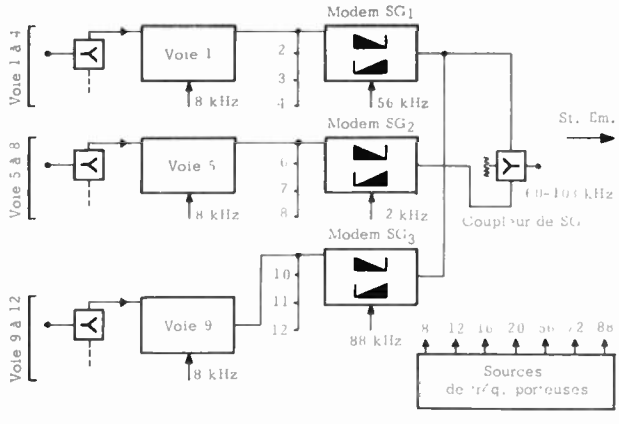


FIG. 9. — Schéma simplifié d'un équipement de modulation 12 voies (partie Emission).

Au point de vue électrique, chaque groupe de 12 voies est constitué de trois sous-groupes de 4 voies.

3.1. CONSTITUTION DU GROUPE 4 VOIES

Le groupe de 4 voies comprend :

— d'une part quatre boitiers de voies,

— d'autre part, un générateur et distributeur de porteurs de voies destinés à alimenter les quatre boitiers de voies.

3.1.1. *Boitier de voie*

Le boitier de voie est destiné à transposer les courants téléphoniques à fréquence vocale (bande 300-3 400) dans la bande qui leur est affectée entre 4 et 20 kHz. Il assure en outre la terminaison du circuit en 2 fils ou 4 fils et la transmission des signaux de signalisation.

3.1.2. *Boitier de production et de distribution des fréquences porteuses de voies*

Ce boitier reçoit le 4 kHz du générateur central du système et le transforme afin de délivrer les différentes fréquences nécessaires pour constituer le groupe 4 voies.

Eventuellement, dans le cas d'exploitation en 4 ou 12 voies seulement, un générateur à 4 kHz peut être incorporé au dispositif terminal sur lequel un emplacement lui est réservé.

3.2. CONSTITUTION DU GROUPE PRIMAIRE DE BASE 12 VOIES

A l'aide de trois des sous-groupes 4 voies décrits précédemment, utilisant une bande de fréquence 4-20 kHz, on constitue un groupe primaire de base à 12 voies. Le couplage des voies d'un sous-groupe de 4 voies est effectué dans les boitiers « modulateurs de sous-groupe ».

Les fréquences de modulation de chaque sous-groupe sont 56, 72 et 88 kHz : après modulation on dispose donc de trois sous-groupes (60-76 kHz / 76-92 kHz / 92-108 kHz).

Le couplage est effectué dans le coupleur de sous-groupe.

Le niveau de puissance à la sortie du coupleur est de — 37 à — 52 dBmo à l'émission et de — 1,7 à — 15 dBmo à l'entrée réception.

En résumé, la constitution d'un groupe 12 voies comprend les boitiers suivants :

1) 12 boitiers de voies,

2) 1 boitier de production et de distribution de porteurs de voies,

3) 1 boitier de production et de distribution de porteurs de sous-groupe,

4) 3 boitiers de modulation de sous-groupe,

5) 1 boitier de coupleur de sous-groupe,

6) 1 alimentation,

7) éventuellement un générateur de 4 kHz.

Le raccordement de ce coffret avec les coffrets de ligne Qt ou Ht s'effectue par un cordon à prises multiples.

Les caractéristiques techniques principales de ce matériel sont les suivantes :

— gabarit de transmission (fig. 8).

— bruit thermique ⩽ 500 pW

— bruit de diaphonie inintelligible, correspondant à un rapport signal/bruit meilleur que 54 dB

— écart diaphonique intelligible entre voies, supérieur à 75 dB.

La consommation d'un coffret de modulation 12 voies « compact » est de 20 VA sur secteur ou de 0,5 A sur batterie 24 volts.

Le poids d'un coffret de modulation 12 voies est d'environ 60 kg.

4. Coffret de modulation type M

Le coffret M (fig. 10) permet la formation d'un ou deux groupes primaires 60 - 108 kHz à partir de trois ou six sous-groupes 4-20 kHz issus de trois ou six terminaux 4 voies. Il comprend donc :

— 1 ou 2 jeux de 3 modulateurs - démodulateurs de sous-groupe,

— 1 ou 2 générateurs de fréquences porteuses pour les modulateurs ci-dessus,

— 1 ou 2 coupleurs de sous-groupe,

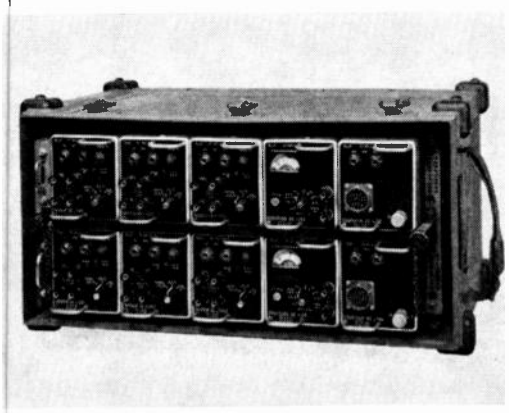


FIG. 10. — Coffret de modulation type M.

La fréquence de base 4 kHz et l'alimentation en énergie sont fournies par les coffrets Ht ou Qt.

Les boitiers sont identiques à ceux du coffret de modulation 12 voies « compact ».

La consommation d'un coffret M est de 10 VA par groupe 12 voies.

Son poids est de 20 kg pour l'équipement à un groupe 12 voies et 30 kg pour l'équipement à deux groupes 12 voies.

5. Coffret de raccordement au câble à quarte (Coffret Qt)

5.1. GÉNÉRALITÉS

Le but de ce coffret (fig. 11) est de permettre le raccordement à un câble en quarte CX - 1065/G (ou équivalent) des équipements de modulation. Ce

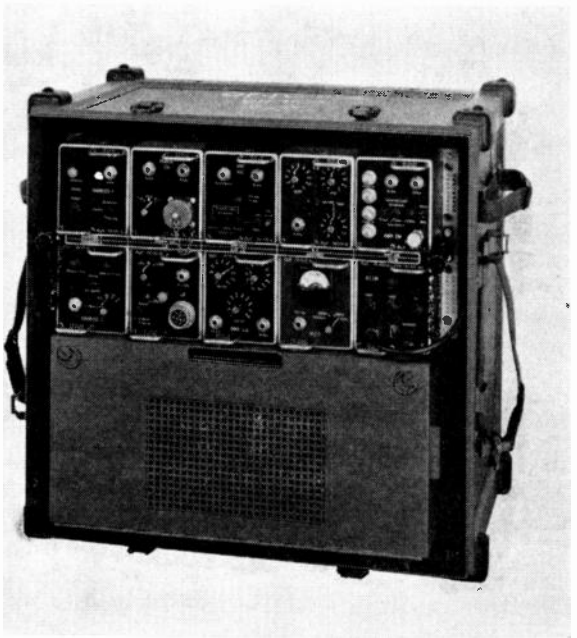


FIG. 11. — Coffret de raccordement au câble à quarte.

coffret comporte les organes de transposition du groupe 60-108 kHz ainsi que les organes d'amplification et de régulation du groupe transmis. Ils comprend donc :

— 1 modulateur-démodulateur 60-108⇆12-60 kHz,

— 1 amplificateur d'émission,

— 1 amplificateur de réception avec régulateur de niveau,

— 1 jeu d'égaliseurs de câble variables par bonds,

— 1 maître-oscillateur à 64 kHz,

— 1 générateur de fréquences de groupe et de fréquences pilotes,

— 1 voie de service avec poste opérateur,

— 1 amplificateur de voie de service,

— 1 dispositif d'alimentation (batterie ou secteur),

— 1 boîtier de mesures.

En cas d'utilisation comme modulateur de faisceau hertzien, ce coffret Qt peut être placé soit directement auprès de l'émetteur-récepteur hertzien, soit déporté d'au plus 8 400 m. A cet effet, des « compléments de longueur de câble » par pas de 1 200 m sont prévus sur le coffret pour chaque paire de la quarte. Il y a donc lieu de prévoir dans l'émetteur hertzien un égaliseur fixe correspondant à 8 400 m de quarte. Si

cet égaliseur n'est pas prévu dans l'émetteur, il peut être fourni sous forme d'une boîte auxiliaire comportant également les filtres d'aiguillage de voie de service.

5.2. Principe de fonctionnement (fig. 12)

A l'émission

Le groupe 60-108 kHz est transposé par une modulation à 120 kHz. Le groupe 12 - 60 kHz est ensuite amplifié et transmis sur le câble. Un pilote de régulation à 68 kHz lui est adjoint.

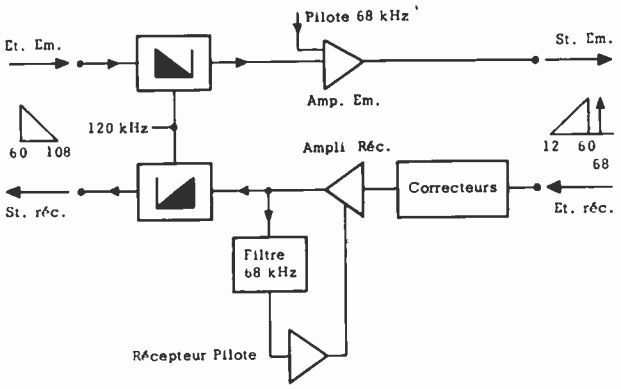


Fig. 12. — **Schéma simplifié d'un équipement terminal de ligne pour 12 voies sur câble.**

A la réception

Le groupe 12 - 60 kHz et le pilote à 68 kHz passent dans un réseau de correction permettant de corriger l'affaiblissement, la pente et la courbure.

Ce groupe est ensuite amplifié puis transposé en 60 - 108 kHz. La fréquence pilote de 68 kHz est sélectée en sortie de l'amplificateur de réception et actionne un dispositif régulateur de niveau maintenant constant l'équivalent de la liaison.

Des fréquences de mesure à 12 et 28 kHz sont prévues pour le réglage des réseaux correcteurs de câble.

La fréquence de groupe et les fréquences de pilote ou de réglage sont obtenues par division et multiplication de fréquence à partir d'un maître-oscillateur à quartz à 64 kHz.

La fréquence-pilote de 68 kHz peut également servir à la synchronisation du générateur de fréquences de la station distante.

La voie de service n'est pas transposée et utilise la bande 0,3 - 3,1 kHz. Le couplage de la voie de service au câble est assuré par un jeu de filtres d'aiguillage. Un amplificateur de voie de service permet d'ajuster le niveau de cette dernière en fonction de la longueur de la liaison ; des réseaux correcteurs sont également prévus sur la voie de service pour assurer un équivalent convenable à toutes les fréquences.

5.3. Principales caractéristiques techniques

La puissance d'émission nominale par voie est de 0 dBmo.

L'atténuation maximale compensable est de 25 dB à 68 kHz, ce qui correspond à 9,5 km de câble à quarte CX 1065/G.

Le dispositif de régulation automatique maintient l'équivalent de la liaison constante à mieux que 0,7 dB pour une variation de $\pm$ 7 dB de l'équivalent du milieu de transmission.

La consommation sur secteur est de 30 VA et sur batterie 24 volts de 0,7 A.

6. Coffret de raccordement à un faisceau hertzien (Coffret Ht)

6.1. Généralités

Le but de ce coffret (fig. 13) est de permettre le raccordement des équipements de modulation à un émetteur-récepteur. Ce coffret comporte tous les organes de transposition et de couplage de deux groupes 60-108 kHz (permettant la fourniture de deux groupes de 12 voies dans les bandes 6-54 et 60-108 kHz) ainsi que les organes d'amplification et de régulation des groupes transmis.

Il comprend donc :

— 1 modulateur-démodulateur 60-108 $\leftrightarrows$ 6-54 kHz,

— 1 amplificateur 60-108 kHz,

— 1 amplificateur d'émission,

— 1 amplificateur de réception avec régulateur de niveau,

— 1 maître-oscillateur à 64 kHz,

— 1 générateur de fréquences de groupe et de fréquences pilotes,

— 1 voie de service avec poste opérateur,

— 1 amplificateur de voie de service,

— 1 dispositif d'alimentation,

— 1 égaliseur avec dispositif de mesure.

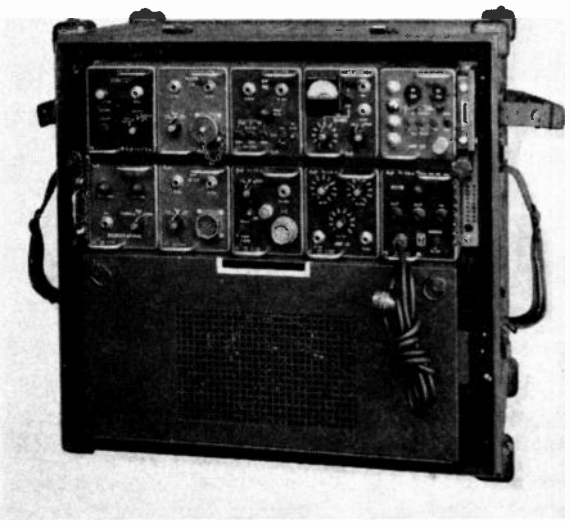


Fig. 13. — **Coffret de raccordement à un faisceau hertzien.**

Le coffret Ht peut être exploité soit directement auprès de l'émetteur-récepteur hertzien, soit déporté d'au plus 8 400 m. A cet effet des « compléments de longueur de câble » par pas de 1 200 m sont prévus sur le coffret pour chaque paire de la quarte. Il y a donc lieu de prévoir dans l'émetteur hertzien un égaliseur fixe correspondant à 8 400 m de quarte. Si cet égaliseur n'est pas prévu dans l'émetteur, il peut être fourni sous forme d'une boite auxiliaire comportant également les filtres d'aiguillage de voie de service.

6.2. Principe de fonctionnement (fig. 14)

A l'émission

Un groupe 60-108 kHz est transposé par une modulation à 114 kHz ; le deuxième groupe n'est pas transposé. Ces deux groupes sont couplés puis amplifiés et transmis sur le câble. Un pilote de régulation à 56 kHz leur est adjoint.

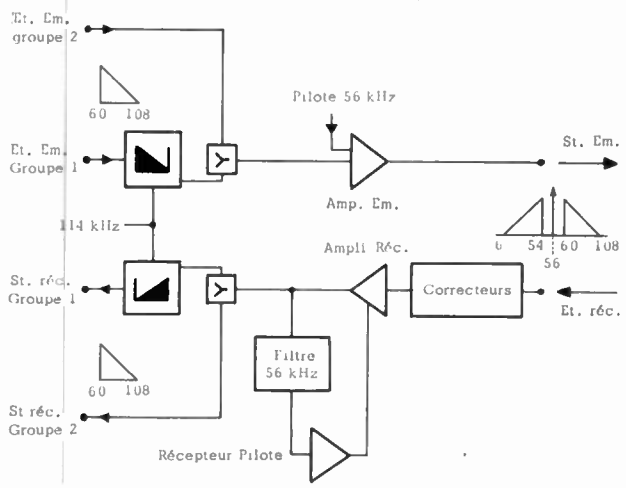


FIG. 14. — Schéma simplifié d'un équipement terminal de ligne pour 24 voies.

A la réception

Les deux groupes et le pilote sont amplifiés puis sont l'un transmis directement en 60-108 kHz, l'autre transposé de 6-54 kHz en 60-108 kHz. La fréquence pilote de 56 kHz est sélectée en sortie de l'amplificateur de réception et actionne un régulateur de niveau maintenant constant l'équivalent de la liaison.

La fréquence de 114 kHz et le pilote à 56 kHz sont obtenus par division et multiplication de fréquence à partir d'un maître-oscillateur à quartz à 64 kHz. La fréquence pilote de 56 kHz peut également servir à la synchronisation du générateur de fréquence.

La voie de service est placée dans la bande 0,3 - 3,1 kHz. Le couplage de la voie de service au câble hertzien est assuré par un jeu de filtres d'aiguillage. Un amplificateur de voie de service permet d'ajuster le niveau de cette dernière en fonction de la liaison.

6.3. Principales caractéristiques techniques

La puissance d'émission nominale par voie est −2 dBmo. L'atténuation maximale compensable est de 25 dB à 108 kHz. Le dispositif de régulation automatique maintient l'équivalent de la liaison constant à mieux que 0,7 dB pour une variation de ± 7 dB de l'équivalent du milieu de transmission.

La consommation sur secteur est de 30 VA et sur batterie 24 volts de 0,7 A.

7. Répéteurs non surveillés

Les répéteurs non surveillés (fig. 15) sont des amplificateurs 4 fils destinés à compenser l'atténuation d'une section de câble non chargé CX 1065/G ou équivalent, d'environ 9 km. Ces répéteurs amplifient et corrigent une bande de fréquences 12-68 kHz. Ces répéteurs sont téléalimentés par groupe de 1, 2 ou 3, à l'aide d'un courant constant transmis par le fantôme de la quarte et fourni à partir d'un boitier de téléalimentation situé dans un boitier spécial placé à côté du coffret Qt.

Un dispositif de correction automatique ajuste le gain du répéteur en fonction de la température ambiante.

Les impédances d'accès des deux amplificateurs sont 135 ohms et le niveau nominal d'émission de 0 dBmo.

Des filtres d'aiguillage permettent le contournement du répéteur par la voie de service.

Un dispositif de télécontrôle permet de localiser à partir d'une station terminale un répéteur en défaut. Une prise de mesure permettant de se raccorder à la valise de maintenance décrite ci-après, permet de vérifier le bon fonctionnement du répéteur.

Au maximum six répéteurs peuvent être insérés entre deux stations terminales Qt ou une station terminale et un répéteur principal (constitué par association de deux coffrets terminaux Qt placés dos à dos). Une liaison normale peut comporter jusqu'à cinq sections d'amplification surveillées (soit 35 sections non surveillées ou 30 répéteurs non surveillés).

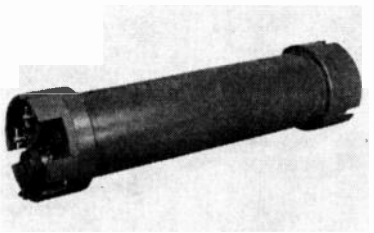


FIG. 15. — Répéteur non surveillé.

Ces répéteurs sont placés dans des boitiers cylindriques étanches (diamètre 140, longueur 600) d'un poids de 10 kg. Le raccordement à la quarte se fait par un connecteur verrouillable. Des dispositifs de suspension et d'amortissement protègent le matériel contre les chocs et les vibrations au cours du transport.

Le dispositif de téléalimentation (fig. 16) est placé dans un coffret de dimensions 135 × 110 × 200 mm, d'un poids d'environ 6 kg.

Il est alimenté à partir d'une batterie 24 volts. Il se raccorde au coffret Qt et au câble à quarte par deux connecteurs. Il délivre un courant de téléalimentation constant de 50 mA sous une tension maximale de 130 volts.

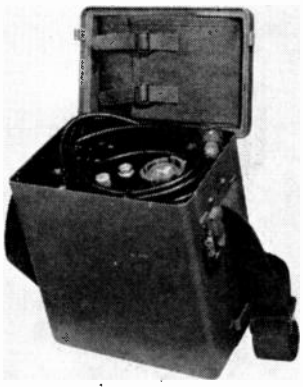


FIG. 16. — Dispositif de télé-alimentation.

8. Valise de maintenance

Cette valise (fig. 17) est destinée à la mise en service et à l'entretien des coffrets de modulation, des coffrets Qt, des coffrets Ht et des répéteurs non surveillés.

Elle comprend :

— un oscillateur à 1 kHz pour la vérification des voies,

— un générateur polyfréquences pour la vérification des chaines de transmission,

— un voltmètre à 1 kHz pour la vérification des voies,

— un voltmètre sélectif permettant la mesure des niveaux des différentes fréquences de mesure des divers coffrets,

— un appareil de mesure des courants d'alimentation et de téléalimentation,

— un poste opérateur avec dispositif émetteur et récepteur d'appel pour converser à partir d'un répéteur non surveillé lors des opérations d'installation ou de maintenance.

La valise de maintenance comporte une alimentation autonome par pile.

La valise est reliée aux différents coffrets à l'aide de cordons et de fiches de mesure s'enfonçant dans des jacks prévus à cet effet sur les différents boitiers.

9. Filtre de transfert de sous-groupe type FT 4-20

Dans les systèmes 12 ou 24 voies constitués à partir de sous-groupes de 4 voies, le transfert d'un groupe 4 voies dans la bande 4 - 20 kHz nécessite un filtre destiné à éliminer les produits indésirables de démodulation, causes de bruit ou de diaphonie.

Un jeu de deux filtres (un pour l'émission, un pour la réception) est monté dans un coffret de dimensions 135 × 110 × 200 mm d'un poids d'environ 5 kg.

Ces filtres ont une impédance de 600 ohms et leur atténuation est d'environ 10 dB. Ils fonctionnent dans la gamme de température — 40 à + 55 °C.

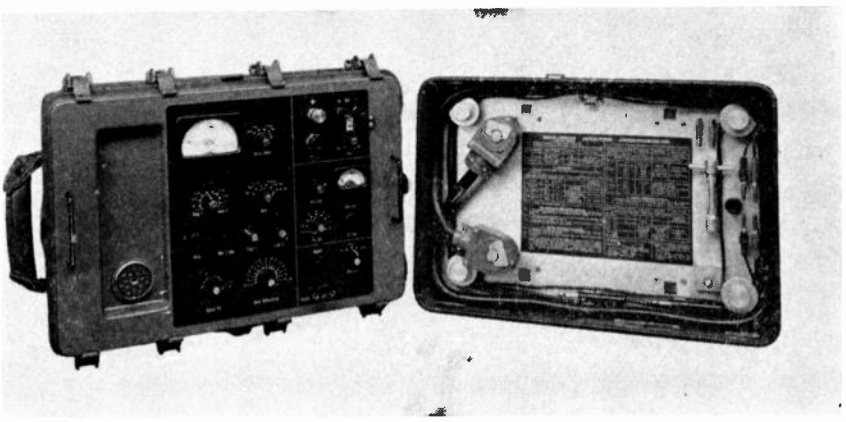


FIG. 17. — Valise de maintenance.

10. Conclusion

Grâce à sa décomposition en ensembles fonctionnels, à la souplesse de raccordement de ces derniers et à la facilité des mesures en installation, le matériel présenté permet de satisfaire très rapidement les besoins en circuits de transmissions d'une armée en campagne.

ANALYSEUR DE SPECTRE A SÉQUENCE RAPIDE (*)

PAR

H. VERMEILLE

Ecole d'Ingénieurs Électroniciens de Grenoble

1. Introduction

L'extraction des paramètres fondamentaux de la parole (formants) est basée sur le principe de l'analyse spectrale des sons. L'utilisation d'un analyseur rapide permettant une analyse très fine d'un spectre basse fréquence s'impose d'une manière impérative lorsqu'il s'agit d'obtenir des résultats précis.

Hormis quelques cas particuliers, les analyseurs automatiques peuvent être classés suivant leur principe en deux groupes : analyseurs hétérodynes, d'une part, analyseurs basse fréquence directs, d'autre part.

1.1. Analyseurs hétérodynes

Le principe de ces analyseurs est le suivant : les diverses composantes du signal à analyser subissent une translation en fréquence par passage dans un circuit mélangeur de type classique ; l'analyse proprement dite du spectre transposé est ensuite effectuée selon l'une ou l'autre des deux méthodes ci-après.

1.1.1. *Première méthode*

On module la fréquence F de l'oscillateur du changeur de fréquence. Le signal obtenu après mélange attaque un filtre passe-bande de fréquence centrale F_0 et de caractéristiques judicieusement choisies. La tension de sortie du filtre à l'instant t sera image de la composante de fréquence f du signal basse fréquence, égale à la différence entre F_0 et F à l'instant t.

1.1.2. *Deuxième méthode*

Selon cette méthode, la fréquence F de l'oscillateur est fixe. Pour l'analyse, on utilise alors un grand nombre de filtres dont les fréquences de résonance sont, en général, en progression arithmétique à partir de F. Si f_{max} est la limite supérieure du spectre basse fréquence étudié, les fréquences F_0 des filtres seront réparties dans le domaine F, $F+f_{max}$. On conçoit que si F est suffisamment grand devant f_{max}, les fréquences de résonance des filtres seront très voisines, en valeurs relatives. Tous ces filtres pourront alors être d'un même type (à quartz, à magnétostriction...) tout en ayant, bien entendu, des fréquences de résonance légèrement différentes.

1.2. Analyseurs basse fréquence directs

Ces analyseurs comportent un grand nombre de filtres résonateurs dont les fréquences se trouvent dans le domaine réel du spectre étudié. Ce procédé s'apparente beaucoup au précédent mais, ici, on opère sans changement de fréquence. Les fréquences des filtres utilisés peuvent alors couvrir plusieurs décades. Compte tenu de leurs fréquences propres relativement basses, les filtres ne peuvent être, dans ce cas, construits au moyen de résonateurs à quartz ou à magnétostriction.

2. Choix du processus d'analyse

Pour bien comprendre les différences fondamentales qui existent entre ces différents processus d'analyse, il ne faut pas perdre de vue que la répartition spectrale du signal d'entrée est variable dans le temps et que

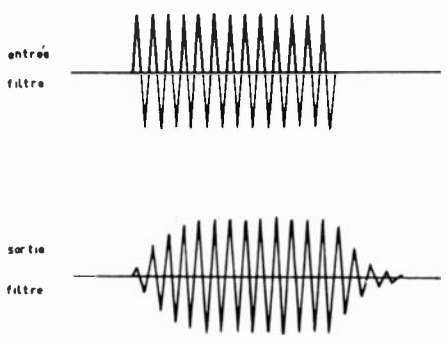


FIG. 1.

(*) Appareil dont l'étude a été entreprise à l'Ecole d'Ingénieurs Electroniciens de Grenoble à l'aide de la DRME.

son énergie dépend de sa fréquence et de son amplitude.

Supposons qu'on applique à l'entrée d'un filtre de bande un train d'onde sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence de résonance du filtre. L'établissement du courant n'est pas instantané. Son temps de montée — variation approximativement exponentielle — (fig. 1) caractérise la constante de temps du filtre.

On démontre que le temps d'établissement est d'autant plus grand que la bande passante du filtre est plus faible. Autrement dit, le nombre de périodes du signal incident au bout duquel on atteint le régime permanent croît avec le coefficient de surtension du filtre.

C'est pourquoi, dans le cas d'un analyseur du type hétérodyne modulé en fréquence, les qualités de rapidité et de finesse d'analyse sont incompatibles. La rapidité de l'analyse repose sur l'emploi d'un filtre à temps d'accès court, c'est-à-dire à large bande passante. Par contre, une grande finesse d'analyse est obtenue en utilisant un filtre à bande passante étroite.

En conclusion, seule la solution qui consiste à utiliser un grand nombre de filtres décalés en fréquence et alimentés simultanément par le signal d'entrée est à retenir. Pour la mise en œuvre de cette solution, on pourra utiliser soit un système multifiltre à changement de fréquence, soit un système multifiltre du type analyseur basse fréquence direct.

Le choix de la progression géométrique comme loi de répartition des fréquences propres des filtres, semble physiquement plus valable que celui de la progression arithmétique. De la variation de fréquence d'un signal incident de forme donnée, il résultera une simple translation du spectre apparent fourni par l'analyseur. Il n'en est, bien sûr, pas ainsi dans le cas où les fréquences des filtres sont en progression arithmétique.

De ce simple point de vue un analyseur direct, pour lequel le choix d'une répartition en progression géométrique ne pose pas de problème, est plus intéressant qu'un analyseur du type hétérodyne. En effet avec ce type d'analyseur, en raison de difficultés technologiques, l'adoption d'une répartition en progression arithmétique est pratiquement imposée.

3. Description générale de l'analyseur à séquence rapide (fig. 2)

Le signal à analyser, issu d'un microphone, est amplifié et accentué en fréquence (+ 12 dB/oct). Cette préaccentuation a pour but de porter à des niveaux comparables, à l'entrée des filtres, les amplitudes des composantes du spectre à analyser.

En effet, un signal physique périodique, une onde acoustique par exemple, ne peut être discontinu et, de ce fait, l'amplitude des harmoniques décroît comme le carré du rang de ceux-ci. L'expérience prouve d'ailleurs que l'enveloppe du spectre de la source de la parole présente un affaiblissement de 12 dB/oct environ.

Le signal ainsi modifié est appliqué à l'entrée d'un

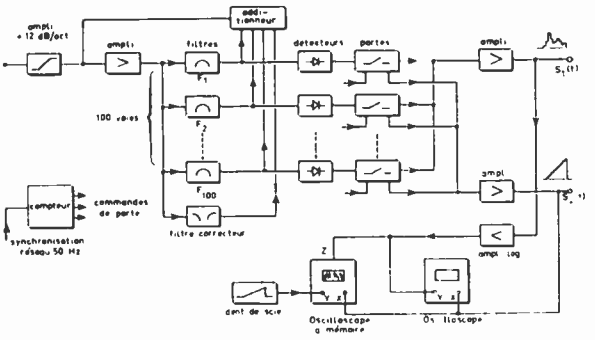


FIG. 2. — Schéma synoptique de l'analyseur.

amplificateur, lequel attaque un ensemble formé de cent filtres passe-bande et d'un filtre correcteur dont toutes les entrées sont montées en parallèle. Les fréquences des cent filtres sont réparties en progression géométrique de raison 1,05 entre 80 Hz et 10 kHz. La réponse de chacun d'eux s'apparente à celle d'un circuit oscillant banal à self-capacité.

Pour chaque voie de filtrage, afin de se rapprocher le plus possible de la courbe de réponse rectangulaire d'un filtre idéal, on a songé à mettre à profit les intéressantes propriétés de la contre-réaction. Dans notre cas, il apparaît en effet possible d'utiliser la somme des signaux à la sortie des filtres comme signal de contre-réaction. Les lois fondamentales régissant les systèmes bouclés, montrent que cette contre-réaction doit provoquer une remontée apparente des niveaux détectés pour les fréquences situées entre les fréquences propres des filtres. Par ce procédé on élargit la bande passante des diverses voies de filtrage tout en conservant pour chaque voie, en dehors de la fréquence propre, la décroissance rapide liée au coefficient de surtension adopté.

Le signal fourni par chaque filtre est ensuite détecté par un amplificateur détecteur linéaire à grande dynamique [9]. La tension obtenue est alors échantillonnée au moyen d'une porte à transistors commandée par un compteur. La durée d'ouverture d'une porte est de 150 μs environ et cette ouverture est répétée cinquante fois par seconde, en synchronisme avec le réseau 50 Hz.

La durée d'ouverture peut, en fait, être modifiée à volonté ; sa limite inférieure, imposée par la technologie des circuits utilisés, est de 5 μs. La fréquence d'échantillonnage peut ainsi être portée, si besoin est, à 2 kHz. Il est même possible d'adopter des temps d'échantillonnage diversifiés, chacun étant adapté au mieux aux caractéristiques de la voie de filtrage correspondante. De plus, la commande d'ouverture des portes peut s'effectuer manuellement, pas à pas, une porte pouvant rester ouverte indéfiniment.

$S_1(t)$, somme de tous les échantillonnages obtenus sur les 100 filtres, représente, en fonction du temps, la répartition spectrale du signal analysé. Un amplificateur analogique sommateur effectue cette opération. Un deuxième amplificateur sommateur permet d'élaborer, à partir d'un signal fourni par chaque porte, une tension en escalier $S_2(t)$ donnant à chaque

instant une représentation du filtre échantillonné, c'est-à-dire de la fréquence.

On obtient donc, en fonction du paramètre temps, la fonction $A(\omega)$ caractéristique du spectre cherché où A est l'amplitude de la raie de pulsation ω :

$$A(\omega) \begin{cases} A(t) = S_1(t) \\ \omega(t) = S_2(t) \end{cases}$$

Un amplificateur logarithmique rapide permet d'obtenir la fonction $\lg A(t)$. $S_2(t)$ est en fait proportionnelle à $\lg \omega$ puisque les fréquences propres des filtres sont en progression géométrique. On a donc, sur le tube cathodique de sortie, la représentation de $A(\omega)$ sous la forme suivante :

$$A(\omega) \begin{cases} X = \lg \omega(t) \\ Y = \lg A(t) \end{cases}$$

(représentation conventionnelle habituelle d'une caractéristique quelconque fréquence-amplitude).

On obtient une représentation tridimensionnelle en fonction du paramètre temps des zones de maximum d'amplitude des raies spectrales (formant), en utilisant la tension $A(t)$ pour la commande de luminosité d'un tube à mémoire. Si $A(t)$ est supérieur à un certain niveau, il apparaît sur le tube cathodique un point dont la position dépend des tensions appliquées aux plaques de déflexion. Une tension en dent de scie appliquée aux plaques de déflexion Y permet d'obtenir un balayage vertical proportionnel au temps. Les plaques X étant, d'autre part, attaquées par la tension $S_2(t)$, on obtient :

$$A(\omega,t) \begin{cases} X = \lg \omega(t) \\ Y = k\,t \\ Z = \begin{cases} 0 & \text{si } A(t) < A_0 \\ 1 & \text{si } A(t) > A_0 \end{cases} \end{cases}$$

On voit alors apparaître sur l'écran du tube à mémoire des régions lumineuses indiquant la position, en fonction du temps, des zones de concentration maximale d'énergie.

3.1. Les filtres

Les performances de l'analyseur dépendent essentiellement des caractéristiques des filtres qui en repré-

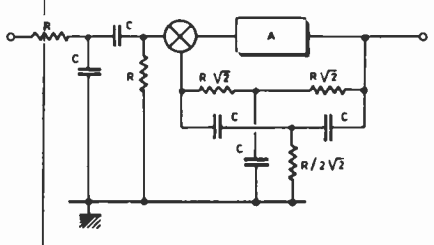


Fig. 3.

sentent la partie maîtresse. Chaque filtre est constitué d'un amplificateur bouclé par un circuit double T et précédé d'un réseau RC du type passe-bande (fig. 3).

La fonction de transfert y du seul amplificateur bouclé est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{1}{y} = \frac{1}{A}\left(1 + \frac{j\,A\delta}{3\sqrt{2}+j\delta}\right)$$

où A représente le gain de l'amplificateur apériodique et δ traduit l'écart entre la pulsation courante ω et la pulsation d'accord ω_0 du double T :

$$\delta = (\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)$$

$$RC\omega_0 = 1$$

Or :

— pour $\delta = 0$ $\quad y = A$

— pour $|\delta| \to \infty$ $\quad y \to 1$

Lorsque la pulsation du signal incident s'écarte indéfiniment de la valeur centrale ω_0, la fonction de transfert tend vers 1. (fig. 4).

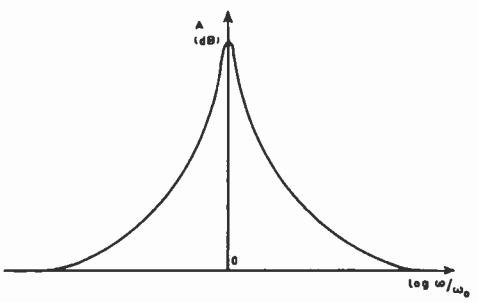


Fig. 4.

Pour deux pulsations incidentes appliquées à l'entrée du filtre, l'une correspondant à la résonance de celui-ci, l'autre étant très différente mais de même amplitude, on obtient en sortie deux signaux dont le rapport des amplitudes est A.

Cependant, il convient d'observer qu'en vue du bouclage global de l'ensemble des filtres, on est amené à faire la somme des signaux de sortie de chaque filtre. Si, pour une pulsation incidente ω, la fonction de transfert est 1 pour N filtres et A pour un seul, la somme obtenue S est égale à $N + A$ et ne converge pas lorsque le nombre N de filtres croît indéfiniment. Autrement dit, lorsque N est suffisamment grand, la fonction de transfert entrée-filtres, sortie-somme est N, quelle que soit ω. Le bouclage ne présente, dans ce cas, aucun intérêt puisque la fonction de transfert de la chaîne directe est alors constante.

Pour que la somme soit convergente, il est nécessaire que y tende vers 0 si $|\delta|$ tend vers l'infini. C'est pour cette raison que nous avons associé à l'amplificateur bouclé un réseau type filtre passe-bande permettant de satisfaire cette condition. La fonction de transfert du système complet (fig. 3) devient :

$$\frac{1}{y} = \frac{3}{A}\left(1 + \frac{j\,A\delta}{3\sqrt{2}+j\delta}\right)\left(1 + \frac{j\delta}{3}\right)$$

Le développement mathématique du problème résultant du bouclage fera l'objet d'un article séparé et montrera que, dans ces conditions, la somme obtenue est bien convergente.

4. Conclusion

L'analyseur décrit permet, de par sa conception, l'élaboration rapide des tensions images de la répartition spectrale en amplitude et dans le temps, du signal acoustique appliqué à son entrée. La rapidité de son fonctionnement est telle que les variations des différents paramètres du signal analysé peuvent être observées de façon quasiment continue. Les informations délivrées par l'appareil peuvent alors être traitées au fur et à mesure de l'évolution du signal d'entrée. De plus, au prix de modifications minimes, les caractéristiques de balayage peuvent être changées, ce qui confère à l'analyseur une souplesse que n'ont pas les autres types connus d'analyseurs.

En pratique, les seules limitations de caractéristiques sont dues aux filtres. Les portes sont, en effet, capables d'échantillonner des signaux d'amplitude très différente sans erreur appréciable ; leur dynamique, correspondant au rapport entre signal maximal et minimal, est très importante, de l'ordre de 60 dB.

BIBLIOGRAPHIE

Dans la bibliographie sommaire qui suit, on donne les références de quelques ouvrages où sont développés les problèmes généraux concernant l'analyse de la parole, et de quelques publications où sont décrits des analyseurs typiques de conception moderne.

[1] PIMONOW L. — Vibrations en régime transitoire. Dunod, 1962.

[2] FANT G. — Acoustic analysis and synthesis of speech with applications to swedish. Ericsson Technics n° 1, 1959.

[3] FLANAGAN J.L. — Speech analysis and perception, Springer Verlag 1965.

[4] SUND H. — A sound spectrometer for speech analysis, *Trans. R.I.T.* Stockholm n° 112, 1957.

[5] GILL J.S. — A versatile method for short term spectrum analysis in real time, *Nature*, 14, p. 117-119, 1961.

[6] LILJENCRANTS J., RENGMAN U., GARPENDAHL G. — 51 channel analyzer for spectrum sampling. Proc. of the Speech Communication Seminar Stockholm, 1962.

[7] Multiple-filter Spectrum Analyzers. *Raytheon Technical Bulletin*, 148. 1, 1960.

[8] HARRIS C.M., WAITE W. M. — Response of spectrum analysers of the bank-of-filters type to signals generated by vowel sounds. *JASA*, 35, p. 1972-1977, 1963.

[9] VERMEILLE H. — Détecteur linéaire à grande dynamique, pour signaux de faible niveau. *Revue ÉLECTRONIQUE* septembre 1965.

IMPÉDANCE VARIABLE A COMMANDE ÉLECTRIQUE EN ONDES CENTIMÉTRIQUES *

PAR

D. HARDY

Licencié ès Sciences. · Ingénieur civil ENST

1. Le varactor

1.1. Généralités

Le « varactor » est une diode à semiconducteur pour laquelle la charge Q à l'instant t est une fonction non linéaire de la tension V appliquée à ses bornes au même instant. La pente dQ/dv de la courbe $Q(v)$ permet de tracer, pour chaque valeur de V, la courbe $C_j(V)$ capacité de la jonction en fonction de la polarisation qui lui est appliquée. pour des signaux de faible amplitude (fig. 1).

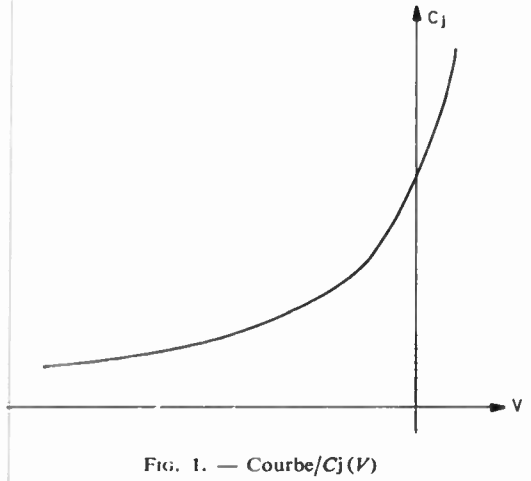


Fig. 1. — Courbe/$Cj(V)$

Les variations de C_j en fonction de V peuvent être représentées par l'équation :

$$C_j = \frac{A}{(\phi_0 - V)^{1/n}}$$

où :

— A est une constante dont la valeur dépend du semiconducteur utilisé, de la concentration des impuretés, etc.

— ϕ_0 représente le potentiel de contact de la jonction.

— V est la valeur de la polarisation continue.

— n est égal à 2 s'il s'agit d'une jonction « abrupte », à 3 s'il s'agit d'une jonction linéaire.

La capacité présentée par un varactor est liée à l'existence, dans la zone de transition, d'une région dépourvue de porteurs mobiles, cela dans une gamme de polarisation allant de la tension de claquage à une faible tension appliquée dans le sens direct.

1.2. Schéma équivalent

On peut étudier les caractéristiques électriques d'un varactor à partir du circuit équivalent représenté figure 2.

— R_d traduit les pertes dans le semiconducteur lui-même.

— $G(v)$ est pratiquement négligeable pour des tensions comprises entre des valeurs telles que le courant traversant la diode est au plus égal à 10 μA.

(*) Résumé de la thèse soutenue par l'auteur le 29 novembre 1963 à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris (Centre d'Orsay).

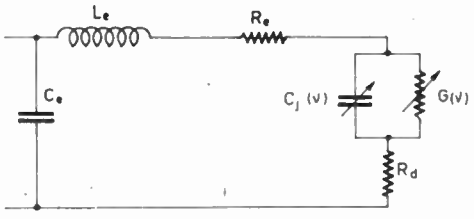


FIG. 2. — Circuit équivalent d'un varactor.

— $C_j(v)$ est la capacité de la jonction.

— R_e, L_e, C_e représentent l'influence du boîtier dans lequel est insérée la diode proprement dite.

2. Comportement d'un varactor en hyperfréquences

Introduisons un varactor dans un guide d'ondes rectangulaire. Si nous mesurons l'impédance présentée par une telle charge quand on fait varier la polarisation du varactor, la courbe d'impédance (rapportée dans le plan de la diode) peut être tracée sur un abaque de Smith. Sur la figure 3, on voit que, dans la gamme

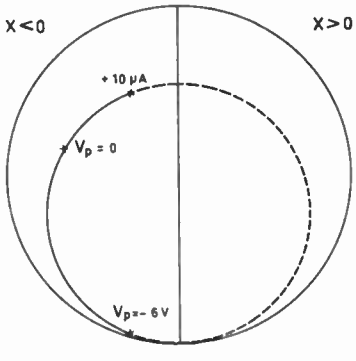


FIG. 3. — Représentation de l'impédance d'un varactor sur abaque de Smith.

de polarisation définie plus haut, la courbe suit un cercle à conductance G = constante et se situe dans la zone charge capacitive. Nous avons donc bien une impédance assimilable à une résistance fixe en série avec une capacité variable.

Dans la mesure où la résistance série pourrait être rendue négligeable, on aurait ainsi un élément dont le coefficient de réflexion serait réglable en phase par simple variation d'une tension continue.

En fait, nous avons cherché à obtenir une charge dont le module du coefficient de réflexion soit réglable dans une assez large gamme. Nous avons, dans ce sens, exploité la possibilité « d'adapter » l'impédance présentée par le varactor pour une polarisation donnée.

Considérons la charge représentée figure 4. Si nous faisons en sorte que l'impédance présentée par cette

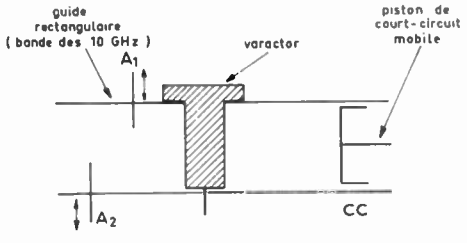


FIG. 4. — Représentation de la charge dans le guide d'onde.

charge apparaisse comme adaptée quand la polarisation du varactor est V_0 (cela peut être effectué en jouant sur la position du piston de court-circuit CC et l'enfoncement des deux vis d'adaptation A_1 et A_2 placées devant le varactor), la courbe d'impédance en fonction de la polarisation du varactor suit un arc de cercle dont le rayon est le même que celui du cercle $G = 1$.

Des mesures effectuées sur un varactor « Tyco Semiconductor type AP 1 » monté dans un support de diode Philips ont permis de tracer les courbes représentées figure 5*a*, *b*, *c*, correspondant respectivement à :

— adaptation pour une tension de polarisation de − 6,5 V (5*a*),

— adaptation pour une tension de polarisation de − 2 V (5*b*),

— adaptation pour une tension de polarisation de 0 V (5*c*).

Ces courbes sont ramenées dans un plan tel qu'elles suivent le cercle $G = 1$.

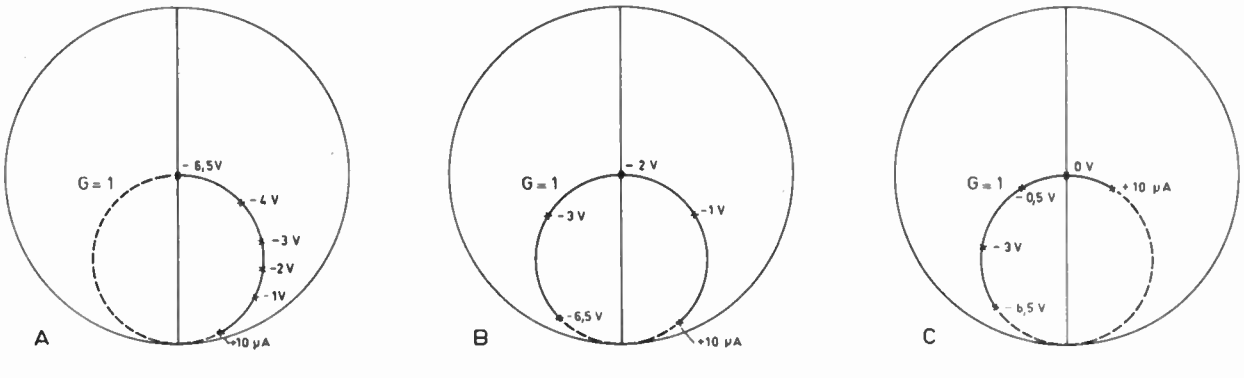


FIG. 5. — Courbes d'adaptation par des tensions de polarisation de — 6,5 V, — 2 V et 0 V.

En nous basant sur une méthode exposée par PENIN et SKVORTSOVA (1960) nous avons pu déduire de ces résultats la courbe de variation de la capacité C_j en fonction de la polarisation (fig. 6).

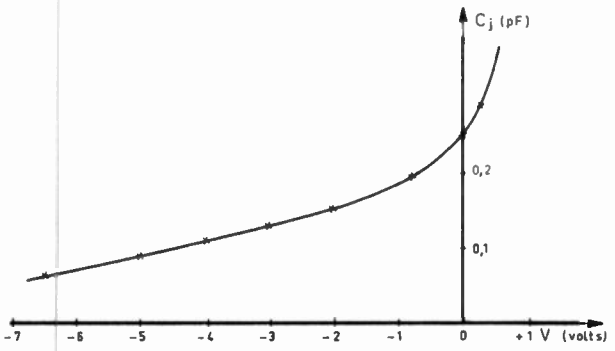


FIG. 6. — Courbe $Cj(V)$.

3. Constitution d'une impédance variable à commande électrique

Notre but étant d'obtenir une impédance dont le coefficient de réflexion soit réglable (en module et en phase) dans une large gamme, nous avons placé devant le varactor un déphaseur électrique à ferrite LTT type 2800. L'impédance variable se présente alors de la façon schématisée sur la figure 7 : le module du coefficient de réflexion sera réglé par variation de la tension de polarisation du varactor et la phase par variation du courant traversant la bobine du déphaseur.

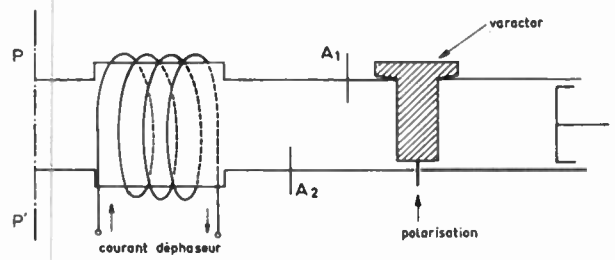


FIG. 7. — Constitution de l'impédance variable.

3.1. ETALONNEMENT POUR UN COURANT DÉPHASEUR NUL

A l'aide d'une ligne de mesure à sonde mobile nous avons déterminé l'impédance dans le plan PP' (fig. 7) en fonction de la polarisation du varactor, le courant dans le déphaseur étant nul. Les tableaux I et II donnent les valeurs du module ρ et de la phase Φ du coefficient de réflexion $\rho \exp j\Phi$ en fonction de la tension de polarisation V_p.

La phase est déterminée de la façon suivante : le plan PP' étant pris comme plan de référence, nous avons mesuré le déplacement du minimum d'ondes stationnaires vers le générateur et exprimé ce déplacement en fraction de λ_g, longueur d'onde dans le guide.

3.2. ETALONNEMENT DU DÉPHASEUR

Le déphaseur a été étalonné en déphasage et en atténuation. Le tableau III donne le déphasage exprimé comme ci-dessus ; le tableau IV permet d'établir une correction c à la valeur ρ du module du coefficient de réflexion déduit de la polarisation du varactor.

3.3. DÉTERMINATION DE LA VALEUR RÉELLE DU COEFFICIENT DE RÉFLEXION

Pour déterminer le coefficient de réflexion $\mathcal{R} = Re^{j\alpha}$ à partir des paramètres V_p et i, nous procéderons comme suit :

V_p donne ρ (Tableau I).

i donne C (Tableau IV)

$$R = \rho\left(1 - \frac{C}{100}\right)$$

TABLEAU I — TABLEAU II — TABLEAU III — TABLEAU IV

V_p volts	ρ	V_p	Φ (λ_g)	i (mA)	Ψ (λ_g)	i (mA)	C %
− 7	0,024	− 7					
− 6,5	0,130	− 6,5	0,357				
− 6	0,236	− 6	0,367	10	0,1	10	0,3
− 5,5	0,322	− 5,5	0,375				
− 5	0,396	− 5	0,382	20	0,225	20	1,4
− 4,5	0,463	− 4,5	0,389				
− 4	0,508	− 4	0,395	30	0,3	30	3,2
− 3,5	0,56	− 3,5	0,401				
− 3	0,6	− 3	0,406	40	0,375	40	4,3
− 2,5	0,64	− 2,5	0,411				
− 2	0,672	− 2	0,416	50	0,438	50	4,6
− 1,5	0,713	− 1,5	0,420				
− 1	0,758	− 1	0,424	60	0,489	60	5,2
− 0,5	0,806	− 0,5	0,428				

V_p donne Φ (Tableau II).

i donne ψ (Tableau III)

$$\alpha = \Phi + \psi.$$

3.4. Exemple

$$V_r = -2 \text{ V} ; i = 30 \text{ mA}.$$

En consultant les tableaux I à IV ci-dessus, nous avons :

$$\rho = 0{,}672 ; \Phi = 0{,}416 ; \psi = 0{,}3 ; C = 3{,}2$$

ce qui donne finalement :

$$R = 0{,}672 - \frac{3{,}2 \times 0{,}672}{100} = 0{,}670$$

$$\alpha = 0{,}672 + 0{,}416 = 1{,}088\ \lambda_g.$$

4. Montage de mesure

4.1. Description

Nous avons utilisé l'impédance décrite précédemment comme impédance de référence dans un montage réflectomètre comparateur tel que celui schématisé sur la figure 8.

Ce montage comporte un générateur (klystron 2 K 25) débitant sur un T magique (T_1) répartissant l'onde incidente Ei entre deux branches latérales ($Ei_1 = Ei_2$) aux extrémités desquelles sont placées d'une part l'impédance à étudier Zi d'autre part l'impédance de référence Zr. Les ondes réfléchies Er_1 et Er_2 sont alors aiguillées sur un second T (T_2) dans la troisième branche duquel un cristal détecteur permet de contrôler l'équilibre du pont, c'est-à-dire l'identité des impédances placées dans chacun des bras ($Er_1 = Er_2$).

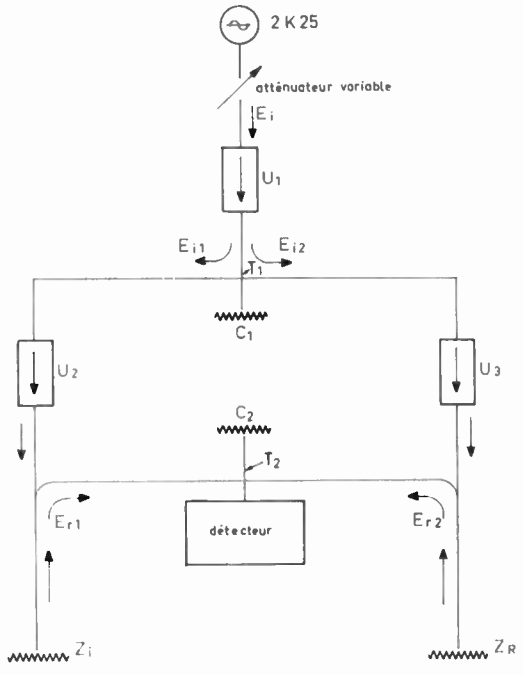


Fig. 8. — Réflectomètre comparateur.

C_1, C_2 : charges adaptées.

U_1, U_2, U_3 : lignes unidirectionnelles.

Plaçant l'impédance constituée du varactor et du déphaseur à ferrite dans un des bras (Zr) et une impédance à mesurer dans l'autre (Zi) nous aurons simplement à jouer sur les valeurs de la tension de polarisation appliquée au varactor et du courant déphaseur pour essayer d'équilibrer le pont, cet équilibre étant obtenu lorsque le détecteur indiquera un minimum pratiquement nul.

La méthode de mesure est une méthode de zéro, le détecteur associé au T magique (T_2) affichant la différence $Er_1 - Er_2$ entre les ondes réfléchies par Zi et Zr.

4.2. Caractéristiques du montage

— Fréquence de fonctionnement : 9 515 MHz.

— Polarisation du varactor (en volts) : $-7 < Vp < 0$

— Courant déphaseur (en mA) : $0 < i < 65$.

— Variation possible du taux d'onde stationnaire devant l'impédance de référence : $1{,}1 < S < 6$.

Rappelons que le T.O.S. est lié au module du coefficient de réflexion par la relation $S = (1+\rho)/(1-\rho)$.

— Variation possible de la phase du coefficient de réflexion de l'impédance de référence : $0 < \alpha < 360°$.

— Précision des mesures : si l'on ajoute les erreurs dues aux étalonnages, au montage lui-même, à l'imprécision des lectures de la tension de polarisation et du courant déphaseur, on obtient :

$$\frac{\Delta S}{S} \leqslant 3\ \% \qquad \frac{\Delta \phi}{\phi} \leqslant 0{,}5\ \%$$

(ϕ étant exprimé en degrés).

Toutefois, deux points sont à noter :

a) L'imprécision relative sur la phase ϕ est d'autant plus élevée que le T.O.S. est plus faible : le minimum de taux d'onde stationnaire étant, dans ce cas, très « flou ».

b) Avant chaque série de mesures, les étalonnages (du varactor principalement) doivent être soigneusement vérifiés : des variations accidentelles de l'ordre de 15 % ont, en effet, été enregistrées, dues probablement à des chocs ou vibrations ayant entraîné un léger déplacement du varactor à l'intérieur du guide d'ondes.

5. Résultats expérimentaux

Avant de donner les résultats des mesures qui ont porté sur la détermination de la permittivité de diélectriques liquides tels que le benzène, le monochlorobenzène et le triéthylcarbinol humide, nous allons décrire brièvement les méthodes de mesure utilisées.

5.1. Méthode du point asymptote

Considérons la figure 9 sur laquelle on a représenté un tronçon de guide séparé en deux parties :

— le milieu 1 (air) dont la constante de propagation peut s'écrire :

$$\gamma = \alpha_g + j\beta_g$$

— le milieu 2 (diélectrique) dont la constante de propagation sera :

$$\gamma' = \alpha' + j\beta'.$$

Posons :

$$A = \frac{\alpha'}{\beta_g} \quad \text{et} \quad B = \frac{\beta'}{\beta_g}.$$

L'admittance d'entrée d'une telle cellule s'écrit alors :

$$y = (B - jA) \coth (A\beta_g h + jB\beta_g h).$$

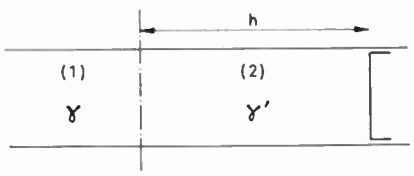


Fig. 9. — Tronçon de guide avec deux milieux différents.

Lorsque h tend vers l'infini, y tend vers $B - jA$ (point asymptote).

Appelons :

λ : la longueur d'onde dans le vide,
λ_c : la longueur d'onde de coupure du guide,
ε' : la partie réelle de la permittivité du diélectrique,
ε'' : la partie imaginaire de la permittivité du diélectrique.

On pourra déduire ε' et ε'' de la mesure de B et A à partir de la formule :

$$\frac{-(\varepsilon' - j\varepsilon'') + \dfrac{\lambda}{\lambda_c}}{1 - \dfrac{\lambda}{\lambda_c}} = A^2 - B^2 + 2jAB. \qquad (1)$$

5.2. Détermination de ε', ε'' a partir de la constante de propagation dans le diélectrique

Prenons une cellule remplie de diélectrique liquide et telle que la hauteur de diélectrique puisse être réglée à une valeur quelconque.

La courbe représentant le carré du module du coefficient de réflexion d'une telle cellule a l'allure représentée figure 10. On démontre qu'à partir d'une certaine hauteur de diélectrique, les minimums de la courbe $R^2 = f(h)$ sont espacés de $\lambda'_g/2$. Le calcul de α' se fait à partir de la détermination de l'enveloppe de la courbe $R^2 = f(h)$.

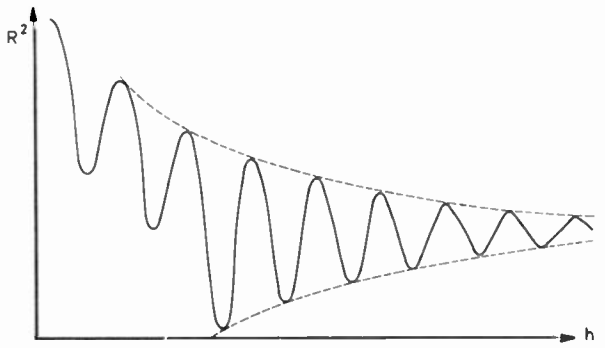


Fig. 10. — Coefficient de réflexion d'une cellule de diélectrique de hauteur variable.

Remarque. — On conçoit que la méthode du point asymptote s'applique aisément aux diélectriques à fortes pertes pour lesquels le point asymptote sera atteint avec des hauteurs de diélectrique relativement faibles. Toutefois cette méthode implique une détermination très précise de la phase du coefficient de réflexion de la cellule pour une hauteur de diélectrique électriquement « infinie ». La seconde méthode s'applique aux diélectriques à faibles pertes mais demande un grand nombre de points de mesures.

5.3. Résultats

5.3.1. *Cellule de mesure*

La cellule de mesure (fig. 11) est constituée d'un tronçon de guide fermé à une extrémité par un mica

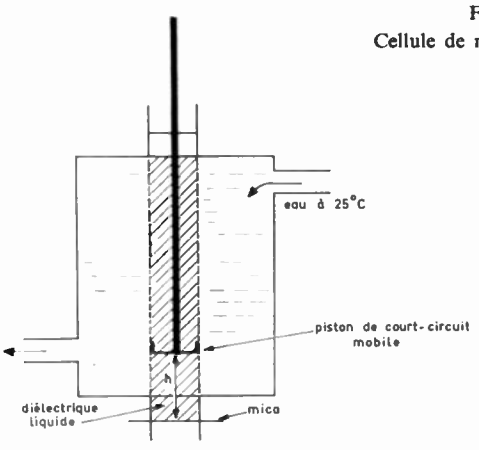


Fig. 11.
Cellule de mesure.

et dans lequel peut coulisser un piston de court-circuit.

Le tronçon de guide est lui-même placé dans une enceinte de thermostatisation dans laquelle circule de l'eau à la température de 25 °C.

Conformément à la figure 12, deux échancrures sont ménagées sur les petits côtés du piston de court-

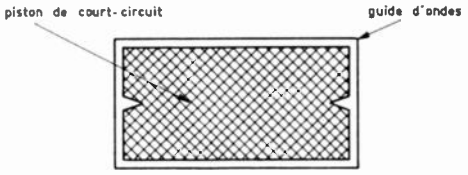


FIG. 12. — Coupe du guide d'onde et piston de court-circuit échancré.

circuit afin de permettre l'écoulement du diélectrique liquide.

Le déplacement du piston a lieu de bas en haut (hauteur croissante de diélectrique) cela pour éviter que la descente du piston ne produise une déformation du mica qui doit rester plan.

De plus, les déplacements du piston doivent être lents pour éviter la formation de bulles d'air au voisinage du piston de court-circuit.

5.3.2. *Mesures du point asymptote*

a) Monochlorobenzène ($T = 25$ °C)

Compte tenu de la sensibilité du montage, le point asymptote était atteint pour une hauteur d'environ 40 mm de diélectrique. En reprenant les notations du paragraphe 5.1, nous avons déterminé A et B puis calculé ε' et ε'' :

$$0{,}47 < A < 0{,}53$$
$$2{,}80 < B < 2{,}84.$$

La formule (1) permet alors de calculer ε' et ε'' :

$$\varepsilon' = 4{,}51 \pm 0{,}16$$
$$\varepsilon'' = 1{,}53 \pm 0{,}21.$$

b) Triéthylcarbinol humide (teneur en eau : 0,54 %).

Ce diélectrique ayant des pertes plus faibles que le monochlorobenzène, le point asympote était atteint pour une hauteur d'environ 140 mm de diélectrique. Nous avons obtenu :

$$0.163 < A < 0{,}201$$
$$2{,}16 < B < 2{,}182$$
$$\varepsilon' = 2{,}92 \pm 0{,}03$$
$$\varepsilon'' = 0{,}41 \pm 0{,}05$$

La détermination de ε'' par cette méthode est donc très imprécise ; cela est dû à l'imprécision sur la mesure de la phase du point asymptote.

5.3.3. *Détermination de la constante de propagation dans le diélectrique*

Les résultats sont reportés sur le tableau V.

TABLEAU V

Diélectrique	$\alpha'\lambda'_g$	λ_g/λ'_g	ε'	ε''
Benzène			2,29	
Monochlorobenzène	1,026	2,87	4,69	1,43
Triéthylcarbinol — (0,022 % d'eau)	0,48	2,16	2,91	0,37
— (0,054 % d'eau)	0,48	2,16	2,91	0,37
— (0,18 % d'eau)	0,51	2,17	2,93	0,40
— (0,66 % d'eau)	0,53	2,21	3,02	0,43
— (0,86 % d'eau)		2,23	3,06	0,44
— (1,4 % d'eau)	0,54	2,25	3,13	0,46
— (2,18 % d'eau)	0,55	2,28	3,19	0,49

Toutes ces mesures ont été effectuées pour une température du diélectrique de 25 °C. Le benzène étant un diélectrique à très faibles pertes, nous avons seulement mesuré la longueur d'onde dans le diélectrique et calculé la valeur de ε'.

5.3.4. *Précision des résultats*

Les imprécisions relatives sur ε' et ε'' peuvent être calculées à partir des formules :

$$\frac{d\varepsilon'}{\varepsilon'} = \frac{2\left(1-\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)(B\,dB + A\,dA)}{(B^2-A^2)\left(1-\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)+\frac{\lambda}{\lambda_c}}$$

$$\frac{d\varepsilon''}{\varepsilon''} = \frac{B\,dA + A\,dB}{AB} = \frac{dA}{A} + \frac{dB}{B}.$$

On peut déduire de ces deux équations que :

— l'erreur sur ε' provient essentiellement de l'erreur commise sur B, donc sur λ'_g et λ_g ;

— l'erreur sur ε'' provient des erreurs commises dans la détermination de A et B.

L'application de ces formules aux résultats obtenus par cette méthode de mesure donne :

— pour ε' : $\dfrac{d\varepsilon'}{\varepsilon'} \leqslant 3\ \%$

— pour ε'' : $\dfrac{d\varepsilon''}{\varepsilon''} \leqslant 10\ \%$.

6. Conclusion

L'étude que nous avons effectuée fait ressortir les points suivants :

— L'utilisation d'éléments à commande électrique présente un avantage certain du point de vue mécanique : les éléments, une fois fixés dans le guide, ne subissent aucun déplacement. Cela permet donc d'envisager une reproductibilité à long terme meilleure que celle de systèmes à lames ou vis pouvant se déplacer à l'intérieur du guide.

Cela suppose toutefois que le montage lui-même ne subisse aucun choc ou vibration.

— D'autre part, l'élément semiconducteur reste sensible aux variations de température : cela implique que les mesures soient effectuées à la même température que les étalonnages (à moins de disposer la diode dans une enceinte thermostatée).

— La rapidité des mesures, bien que satisfaisante, pourrait être accrue si les paramètres de réglage (polarisation du varactor et courant déphaseur) étaient indépendants. En effet, chacun de ces paramètres modifie à la fois le module et la phase du coefficient de réflexion de l'impédance variable. L'équilibre du comparateur n'est donc possible que par approximations successives.

Des résultats intéressants ont d'ailleurs été obtenus avec des diodes *PIN* ou des jonctions *PN* utilisées pour constituer des atténuateurs variables à réglage électrique. Le problème majeur provient de la difficulté d'obtenir des jonctions telles que leur polarisation ne modifie rigoureusement que les parties résistance ou réactance de leur impédance. Il semble toutefois actuellement que les dispositifs atténuateurs ou déphaseurs à base de semiconducteurs ne puissent atteindre (dans le domaine des hyperfréquences) une précision et une reproductibilité suffisantes pour que l'on envisage d'en disposer comme impédances étalons.

*
* *

Nous avons réalisé ce travail au laboratoire de Physique électronique de la Faculté des Sciences d'Orsay.

Nous tenons particulièrement à exprimer notre profonde gratitude envers Monsieur le Professeur ARNOULT, Directeur de ce laboratoire, qui a proposé et dirigé cette étude et a suivi avec une bienveillante attention la progression de notre travail.

Monsieur MORIAMEZ nous a fait bénéficier de son expérience dans la technique des ondes centimétriques et sur les diélectriques ; qu'il soit ici remercié pour les nombreux conseils qu'il nous a donnés tout au long de cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

ALLAB D. — Thèse Paris, février 1963.

BURRUSS. — High frequency silicon varactor diodes. *J. of Applied Physics*, vol. 32, n° 6, juin 1961, pp. 1166-7.

CONSTANT. — D.E.S. Lille, 1958.

DAY. — Parametric diodes design and fabrication, *J. Brit. Institution Radio Engrs*, vol. 21, mars 1961, pp. 283-6.

ENGEN. — Microwave reflectometer techniques. *I.R.E. Trans. on M.T.T.*, 7 juillet 1959.

ENGEN and BEATTY. — Un réflectomètre de haute précision. *I.R.E. Trans. MTT.*, 8 juillet 1960, pp. 461-3.

GABRIEL. — An automatic impedance recorder for X-bande. *P.I.R.E.*, vol. 42, n° 8, sept. 54, pp. 1410-51.

GARVER and ROSADO. — Microwave diode cartridge impedance. *I.R.E. Trans. MTT*, 8 janvier 1960, pp. 104-7.

GIACOLETTO and O'CONNEL J. — A variable capacitance Ge junction diode for UHF. *R.C.A. review*, vol. 17, mars 1956, p. 68.

HARRISON. — Parametric diodes *Q* measurements. *Microwave J.*, vol. 3, n° 5, janvier 60, pp. 40-5.

HILIBRAND and STOCKER. — The design of varactor diodes. *RCA review*, vol. 21, n° 3, mars 1960, pp. 457-74.

HOULDING. — Measurement of varactor quality. *Microwave J.*, vol. 3, n° 1, janvier 1960, pp. 40-45.

HUNTON and RYALS. — Microwave variable attenuators and modulators using P.I.N. diodes. *I.R.E. MTT*, 4, avril 62, pp. 262-73.

KNECHTLI, WEGLEIN and MORTENSON. — *J. of Applied Physics*, vol. 31, juin 1960, pp. 1134-35.

LOWEN and REDIKER. — Ga-As diffused diodes. *J. of Electrochem. Soc.*, vol. 107, n° 1, 1960, pp. 26-29.

MONTGOMERY. — Technique des mesures en microondes, vol. 2, édit. Chiron, chapitre 9, pp. 536-83.

MORTENSON. — Parametric diodes figure of merit and optimization. *J. of Applied Physics*, vol. 31, n° 7, juillet 1960, pp. 1207-12.

MUELLER and GOLD. — High frequency varactor diodes, *RCA Review* décembre 1960, pp. 547-57.

PENIN and SKVORTSOVA. — The impedance of the rectifying contact in Ge and Si detectors at microwave frequencies. *Radiotekn. Elektron.*, vol. 3, février 59, pp. 267-75.

UHLIR. — The potential of semiconductor in high frequency communications. *P.I.R.E.*, vol. 46, n° 6, juin 1958, pp. 1099-1115.

WALTZ. — A technique for the measurement of microwave impedance in the junction region of semiconductor device. *Microwave J.*, vol. 2, n° 5, mai 1959, pp. 23-27.

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE DIGITAL DIFFÉRENTIEL UTILISANT LA MODULATION DE DURÉE

PAR

J.M. VAUCHY
Directeur

M. BIRNBAUM
Chef de Laboratoire

E. DEVE
Technicien d'Études

Division Electronique Professionnelle
SCHNEIDER RADIO-TÉLÉVISION

1. Introduction

Dans tous les domaines d'activités scientifiques et technique, un effort toujours accru est fourni pour mieux « mesurer » les phénomènes étudiés ou les produits fabriqués. Aujourd'hui, l'électronique à transistors permet de numériser commodément les grandeurs mesurées. Cette technique ouvre la voie à des appareils moins sensibles aux influences étrangères, notamment à la température et au rapport signal sur bruit, dans les télémesures. Elle conduit, de plus, à des précisions relatives de mesure supérieures au « pour mille » en service courant, précisions assez difficilement accessibles aux techniques de mesures analogiques. Enfin, elle autorise un dialogue direct entre appareil électrique de mesure et calculateur numérique ou imprimante.

A vrai dire, il reste un obstacle particulièrement important à surmonter pour permettre la généralisation de la mesure numérique, obstacle constitué principalement par le prix des circuits qu'il est nécessaire de réaliser pour bénéficier des avantages de ce procédé.

Des efforts nombreux sont actuellement tentés dans ce domaine. Il a paru intéressant de les illustrer par un exemple qui a trait plus spécialement à la réalisation de convertisseurs analogiques digitaux précis et économiques utilisant des impulsions modulées en largeur.

2. Les convertisseurs analogiques digitaux

2.1. Les différents procédés de conversion

Le cœur d'un système de mesure numérique est évidemment constitué par ce qu'il est convenu d'appeler le convertisseur analogique digital.

Les techniques de conversion peuvent être qualifiées de directes ou d'indirectes et font appel à des procédés électromécaniques ou électroniques. Le premier de ces procédés n'a recours qu'à des techniques directes. Il conduit à des appareils du genre compensateurs ou potentiomètres Kelvin Varley. Ces appareils sont d'un comportement sûr et précis, mais passent pour être relativement lourds et gros consommateurs d'énergie, du fait de leurs moteurs et relais.

Avec l'intervention de procédés électroniques, la conversion peut être directe ou indirecte et ne présente qu'à un degré bien moindre ces inconvénients. Ces procédés ont toutefois souvent à leur désavantage d'être assez complexes et délicats et d'être parfois assez sensibles aux variations de la température ambiante. Ce sont principalement :

— les convertisseurs à tension linéairement variable, appelés encore à tension rampe, auxquels on peut rattacher les convertisseurs à condensateur mémoire,

— les générateurs d'impulsions étalons.

2.2. Les convertisseurs a tension linéairement variable

Dans le convertisseur à tension linéairement variable ou à rampe (fig. 1), on compare une tension linéairement croissante ou décroissante par grandeurs discrètes à la tension électrique à mesurer. Un premier comparateur dit comparateur de 0 donne l'instant de démarrage du comptage des éléments de temps et un deuxième comparateur arrête ledit comptage au moment où la tension croissante (ou décroissante) est égale à la tension à mesurer.

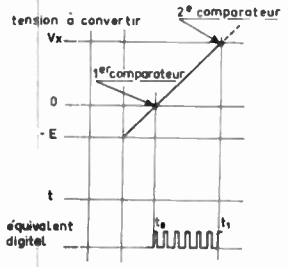


Fig. 1. — Conversion *A-D* utilisant une rampe et deux comparateurs.

Un perfectionnement de ce procédé, procurant une conversion plus rapide, consiste à mettre en mémoire aux bornes d'un condensateur la tension à mesurer et de décharger le condensateur par échelons discrets de charges (fig. 2). Le décompte de ces échelons donne la valeur numérique de la tension de la charge initiale.

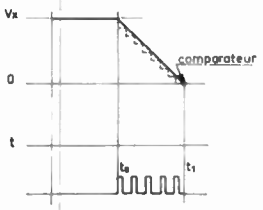


Fig. 2 — Conversion *A-D* utilisant une mémoire et un circuit de décharge constante.

On notera que ces méthodes de conversion par comparaison de la tension à mesurer à une tension variable dans le temps, reportent avantageusement le problème de la conversion analogique digitale sur celui d'une mesure d'intervalle de temps. La conversion est alors, en quelque sorte, indirecte. Le convertisseur comporte alors un modulateur d'impulsions en durée suivi d'un chronomètre. Le procédé est élégant car la mesure des temps s'accommode bien d'un comptage discret, et l'on sait réaliser à bon compte des générateurs d'impulsions très stables et très précis. Ces circuits doivent toutefois répondre à des caractéristiques de bande passante bien définies, ce qui demande quelques précautions.

2.3. Les générateurs d'impulsions étalons

Le deuxième procédé électrique de conversion (fig. 3) consiste à « peser » la tension à mesurer en la comparant à une tension formée de tensions élémentaires étalons. Cette méthode essentiellement directe est très rigoureuse et très rapide bien que de réalisation

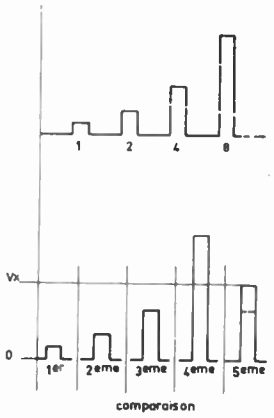


Fig. 3. — Conversion *A-D* utilisant des générateurs de courant constant.

compliquée. Le choix des tensions élémentaires peut correspondre avantageusement à un code numérique standard. Ces tensions sont obtenues classiquement en faisant débiter des générateurs calibrés sur une résistance étalon.

2.4. Comparaison des divers procédés.

Tous ces types de conversion présentent quelques inconvénients. Parmi ceux-ci, on relève notamment :

— les défauts de linéarité des tensions variables,

— l'imprécision des comparateurs,

— l'inconstance des générateurs de courant, des circuits de décharge des condensateurs, ou des sources de tension de comparaison.

Certes, ces défauts sont très souvent éliminés dans les réalisations modernes, mais presque toujours au détriment du prix. Il a paru intéressant de rappeler, en les résumant, les résultats classiquement obtenus, récemment encore, dans ces différents domaines de la conversion électrique analogique digitale.

Le tableau 1 permet d'orienter le choix d'une technique, de préférence à une autre, en fonction des buts poursuivis. On y relève, en particulier, que les convertisseurs à tension variable sont réputés, à juste titre d'ailleurs, être d'un coût modéré, mais que leur précision, compte tenu des défauts qui ont été rappelés ci-dessus, laisserait à désirer, comparativement aux autres procédés.

Une voie a été recherchée pour améliorer sensiblement les caractéristiques des convertisseurs à tension variable, tout en conservant leurs qualités économiques. Elle a abouti à la réalisation d'un modulateur de durée différentiel qui a fait l'objet de demandes de brevets récentes.

3. Principe d'un convertisseur différentiel à tension variable utilisant la modulation de durée

3.1. Intérêt d'un tel convertisseur

On sait que la précision de la conversion analogique digitale à tension variable est limitée principalement, d'une part, par la finesse des comparateurs, et d'autre part, par la plus ou moins grande linéarité de la variation de la tension rampe.

TABLEAU 1

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DES PROCÉDÉS CLASSIQUES DE CONVERSION ANALOGIQUE DIGITALE

Type	Impédance d'entrée	Précision	Vitesse de mesure	Polarité automatiq.	Avantages	Désavantages
Compensateur automatique	0,1 à 1 000MΩ	0,01 à 0,5 %	1/3 à 1/6 s	non	— relativement simple — coût modéré	— faible vitesse — précision limitée — pièces mécaniques en mouvement
Potentiomètre	10 à 10 000 MΩ	0,005 à 0,01 %	1/6 à 1/1 s	oui	— grande précision	— relais sensibles — vitesse réduite
Rampe	0,1 à 20 MΩ	0,05 à 0,5 %	1/1 000 s	oui	— coût modéré	— précision limitée — vitesse modérée
Décharge linéaire	10 MΩ	0,05 à 0,1 %	1/2 000 s	oui	— grande vitesse	— coût élevé — circuits complexes
Générateur d'impulsions étalon	10 à 1 000 MΩ	0,01 à 0,05 %	1/1 000 s	oui	— grande vitesse	— coût élevé — circuits complexes

Une méthode de mesure différentielle semblait donc toute indiquée pour éliminer les principales erreurs à caractère systématique et notamment les dérives. Cette méthode met en œuvre deux convertisseurs du type modulateur d'impulsions en durée. La figure 4 rappelle le fonctionnement d'un tel modulateur. A un instant

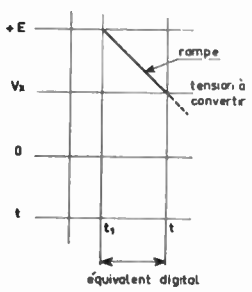


FIG. 4. — Conversion rampe à un seul comparateur.

initial t_1 une tension linéairement décroissante dans le temps part d'une valeur $+E$ supérieur à la valeur V_x de la tension à mesurer. A l'instant t_x, un comparateur arrête cette variation au moment où la valeur de la tension variable est égale à celle de la tension à mesurer. L'intervalle de temps $t_1 - t_x$ représente l'équivalent temporel de la tension $E - V_x$.

Dans le procédé différentiel (fig. 5) on utilise deux modulateurs identiques, un modulateur de mesure et un modulateur de référence. Ces deux modulateurs sont démarrés simultanément à l'instant initial t_1. Toutefois, le deuxième modulateur n'est arrêté que lorsque sa tension variable passe par la valeur 0 ; soit t_0, cet instant, $t_1 - t_0$ représente l'équivalent temporel de la tension $+E$.

L'opération algébrique $\underset{\text{(référence)}}{(+E)} - \underset{\text{(mesure)}}{(+E - V_x)}$

restitue V_x. L'équivalent temporel de cette équation s'écrit en effet : $(t_1 - t_0) - (t_1 - t_x) = t_x - t_0$, ce qui est bien l'équivalent temporel de la tension V_x à mesurer.

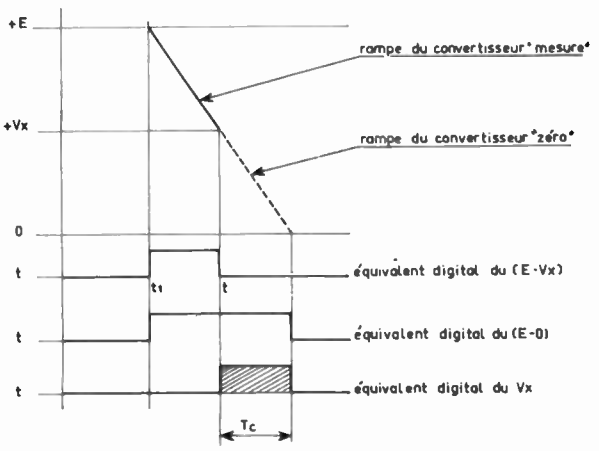


FIG. 5. — Principe de la mesure différentielle ou par « double pesée ».

On notera (fig. 6) que si on prend la précaution de donner au convertisseur de mesure une amplitude de variation de $+E$ à $-E$, à toute tension (V_x) comprise entre ces deux limites peut correspondre un équivalent temporel $(t_x - t_0)$. Le signe de cet équivalent est donné par la position de t_x par rapport à t_0.

Le convertisseur différentiel, outre les avantages qu'il procure en précision, permet donc d'identifier le signe de la tension qu'il convertit, ce qui est particulièrement précieux dans les automatismes qui doivent opérer à partir de tensions dont la polarité est inconnue a priori. On appréciera également cet avantage en laboratoire ou en atelier, sur des appareils de mesure numérique.

3.2. SCHÉMA DE PRINCIPE DU CONVERTISSEUR DIFFÉRENTIEL

Ce convertisseur comporte (fig. 7) deux modulateurs de durée, un modulateur de mesure (M) et un modulateur de référence (R). Chaque modulateur est

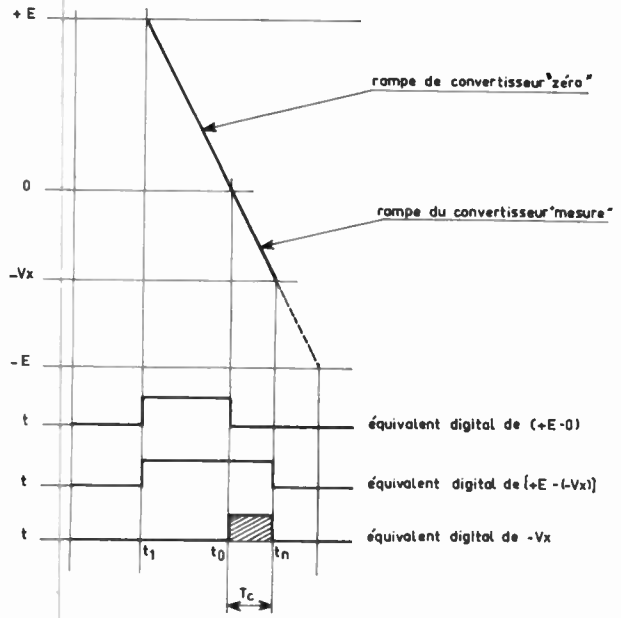


FIG. 6. — Mesure par double pesée d'une tension négative.

muni d'un comparateur. Le comparateur du convertisseur de mesure est relié à la tension à mesurer V_x. Celui du modulateur de référence est relié au potentiel 0. Chaque modulateur est alimenté par un générateur de courant constant et par une alimentation régulée unique. Leur démarrage est provoqué par une impulsion en provenance d'un générateur cyclique. Modulées en largeur de durée proportionnelle à E et à $E-V_x$, les impulsions que délivrent les deux modulateurs, sont combinées dans un circuit logique qui

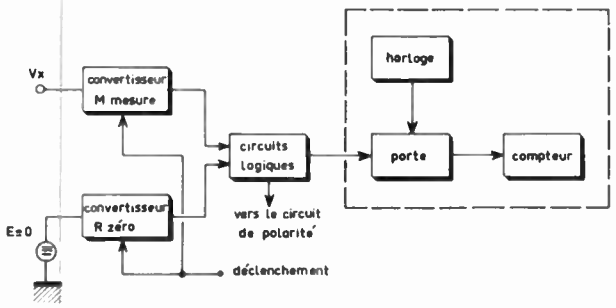


FIG. 7. — Schéma bloc pour convertisseur par double pesée.

produit une impulsion proportionnelle à V_x et, éventuellement, les signaux destinés à la détermination de la polarité.

Le chronomètre comporte une horloge, une porte et un compteur capable d'attaquer un affichage ou un mécanisme de traitement de données.

Ce schéma, complété par une alimentation générale, met en évidence la simplicité du système proposé.

4. Réalisation d'un modulateur de durée différentiel de grande linéarité

4.1. DESCRIPTION GÉNÉRALE

4.1.1. *Le modulateur de durée*

Le modulateur de durée (M) ou (R) (fig. 8) est réalisé à partir d'un multivibrateur monostable. En position d'attente, le transistor T_1 est rendu conducteur par une polarisation adéquate appliquée sur sa base par le pont diviseur $R_k R_b$.

L'application d'une impulsion de déclenchement sur la base de ce transistor fait cesser sa conduction et débloque le transistor T_2 qui commence à devenir conducteur.

Le condensateur de conversion C_c se trouve alors être mis en charge par le générateur de courant constant à travers la résistance R_c. Le potentiel de l'armature de ce condensateur qui est reliée au collecteur du transistor T_1, primitivement portée au potentiel $+E$ à travers ce transistor, voit en conséquence son potentiel décroître linéairement dès l'instant t_1 où T_1 a cessé d'être conducteur. A ce même instant t_1, apparaît sur le collecteur de T_2 le front avant d'une impul-

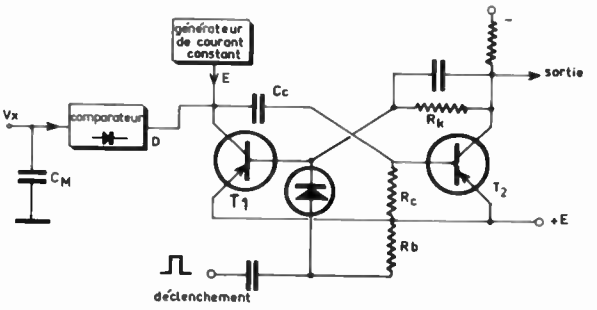


FIG. 8. — Schéma de principe du convertisseur par double pesée.

sion qui va être modulée en largeur en fonction linéaire de $E-V_x$. En effet, au moment où le potentiel du collecteur de T_1 atteint la valeur de la tension V_x, le comparateur de mesure D_c va détourner une partie du courant circulant dans C_c et R_c. Cette variation va replacer le monostable en position d'attente. L'impulsion issue du collecteur de T_2 se trouve alors arrêtée à cet instant précis t_0. Cependant, le modulateur de référence a suivi le même cycle et son arrêt intervient à l'instant t_0, instant qui peut d'ailleurs précéder l'instant t_x. Les impulsions issues de chaque modulateur sont introduites dans un circuit logique qui en calcule la différence et émet éventuellement les signaux de polarité.

On remarquera que, par ce procédé différentiel, plusieurs causes d'erreurs systématiques sont éliminées. En effet, soit $Q(M)$ et $Q(R)$ les charges présentes à l'instant t_1 aux bornes des capacités de conversion C_c des modulateurs de mesure et de référence. Ces charges résultent de l'action du potentiel E et de celle des potentiels résiduels E_r.

Ecrivons : $Q_1(M) = (+E - E_r(M))C_c(M)$

$$Q_1(R) = (+E - E_r(R))C_c(R)$$

A l'instant t_x où le modulateur de mesure (M) est arrêté par son comparateur, $Q_1(M)$ est devenu

$$Q_x(M) = (+E - E_r(M) = V_x C_c(M) \quad (1)$$

A l'instant t_0 où le modulateur de référence (R) est arrêté par son comparateur $Q_1(R)$ est devenu

$$Q(R) = (+E - E_r(R) - 0)C_c(R) \quad (2)$$

Mais, puisque chaque modulateur est alimenté en courant constant I (M) et I (R), on a :

$$Q_x(M) = I(M)(t - t_x) \quad (3)$$

$$Q_0(R) = I(R)(t_1 - t_0) \quad (4)$$

Si, par construction et montage :

$$C(M) = C(R) = C$$

$$I(M) = I(R) = I$$

et $E_r(M) = E_r(R)$

l'équivalent temporel de V_x s'écrit $t_x - t_0 = \frac{C}{I} V_x$.

Il est bien proportionnel à V_x et on observera que les erreurs et dérives sur E, E_r notamment, ont été éliminées. Toutefois, le coefficient de proportionnalité C/I met en cause les condensateurs de conversion et le générateur de courant constant ; le choix de ces éléments devra faire l'objet d'un soin tout particulier.

4.1.2. *Le générateur de courant constant*

Ce générateur s'inspire du montage Darlington (fig. 9) dont la résistance de sortie est donnée par la formule :

$$R_s = \frac{1}{2} \frac{h_{ie} + h_{fe} R_e}{h_{ie} h_{oe} + h_{fe} h_{re}}$$

pour T_3 identique à T_4. Avec deux transistors silicium, R_s atteint 50 MΩ, toutefois avec une certaine sensibilité en température. Cet inconvénient est pallié en provoquant dans la source d'alimentation du générateur des variations de compensation adéquates. Le coefficient de température de ce montage compensé est meilleur que 10^{-5}/°C pour R_s de l'ordre de 50 MΩ et des intensités délivrées constantes comprises entre 200 et 500 μA. La linéarité de la conversion dépendant du produit $R_s \times C_c$, cette constante de temps a été choisie de l'ordre de 25 s. La variation de la tension rampe est alors linéaire à mieux que 10^{-4} pour une conversion d'une durée de 2 ms.

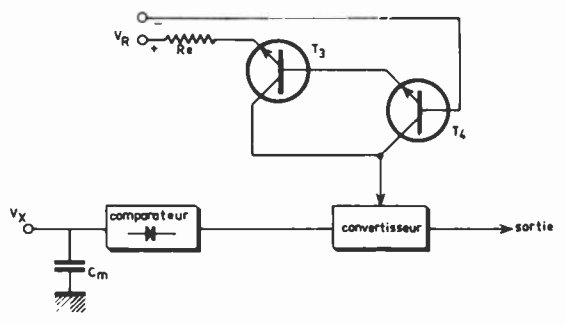


FIG. 9. — Schéma de principe du générateur de courant constant.

4.1.3. *Le comparateur*

Le comparateur, qui s'est révélé d'une grande précision, est équipé d'un transistor au silicium T_5 (fig. 10). Si un tel transistor ne constitue pas une diode idéale (les tensions parasites qu'il détermine aux bornes de C_c sont éliminées par la méthode différentielle employée), il représente par contre l'avantage d'offrir une impédance d'entrée de l'ordre de mille

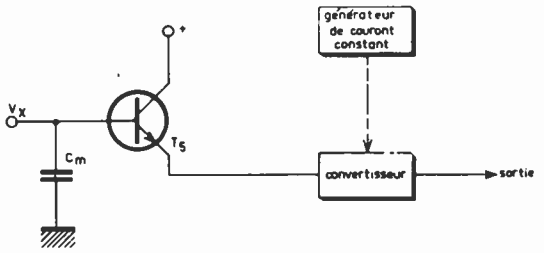


FIG. 10. — Schéma de principe du comparateur.

mégohms, et, par son amplification, il minimise la réaction du modulateur sur la source de tension à mesurer. Il assure, en outre, par sa fonction diode base-collecteur, une protection efficace contre les surtensions positives aux bornes de la capacité C_M.

4.1.4. *Les circuits logiques*

Les circuits logiques destinés à assumer la différenciation sont constitués d'un montage classique d'anti-coïncidence, suivi d'un amplificateur.

4.2. RÉALISATION PRATIQUE

Réalisé à partir d'un circuit imprimé formant platine, puis enrobé de silastène, le modulateur de durée, c'est-à-dire l'ensemble des circuits qui viennent d'être décrits au paragraphe 4.1.4, est commercialisé sous la forme d'un bloc parallélépipédique ayant comme dimensions 60 × 90 × 25 mm. Un connecteur mâle de sortie à 17 broches assure une mise en place rapide et commode. Un certain nombre de précautions spéciales ont été prises pour la réalisation pratique de cet ensemble, notamment les points d'isolement critiques sont réalisés en téflon pour ne pas diminuer les performances nominales des circuits. La construction genre microstructures « fagot » qui fait appel à des

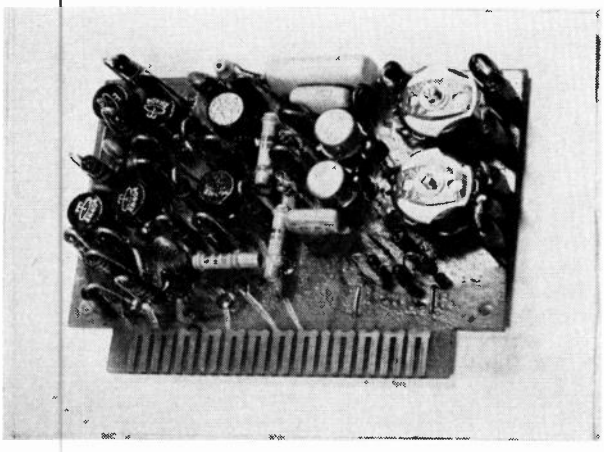


FIG. 11. — Vue d'ensemble du modulateur de durée.

composants sélectionnés, assure à l'enrobage une bonne tenue mécanique. Les circuits sont protégés contre les chocs et vibrations (fig. 11).

5. Caractéristiques des modulateurs de durée Moli 1A et Moli 1AS

Deux types de modulateurs de durée (convertisseur analogique digital) ont été réalisés en utilisant la méthode différentielle décrite ci-dessus.

Le premier, MOLI 1A, a une linéarité relative supérieure à 10^{-3} de l'étendue de mesure, tandis que le deuxième, qui porte la référence MOLI 1AS, a une linéarité supérieure à 10^{-4}.

Les caractéristiques de ces deux types de modulateurs sont détaillées dans le tableau 2.

Réalisés en série assez importante pour pouvoir tirer des conclusions valables quant à leur reproductibilité et à leur fidélité, ces convertisseurs de mesure sont à la fois très simples, d'un maniement facile, et leur indépendance, vis-à-vis des grandeurs perturbatrices, est particulièrement grande.

TABLEAU 2

Caractéristiques	Moli 1 A	Moli 1 AS
Impédance d'entrée	1 000 MΩ	1 000 MΩ
Impédance maximale de la source à mesurer pour une précision nominale de la conversion de 10^{-3}	1 MΩ	1 MΩ
Etendue de mesure	± 10 V	± 10 V
Etendue de fonctionnement	± 12 V	± 12 V
Coefficient minimal de conversion tension/durée	100 µs/V	10 µs/V
Coefficient maximal de conversion tension/durée	1 000 µs/V	100 µs/V
Linéarité nominale de la conversion tension/durée	10^{-3}	10^{-4}
Cadence d'information maximale	10 Hz	100 Hz
Amplitude de l'impulsion délivrée et impédance de sortie	10 V/100 Ω	10 V/100 Ω
Domaine d'utilisation	— 15 °C + 55 °C	— 25 °C + 85 °C
Fidélité en température, de 0 à 40 °C, pour un réglage nominal à 20 °C	$\pm 7.10^{-5}$/°C	$\pm 10^{-5}$/°C

6. Conclusions

Les domaines d'applications de ces nouveaux types de modulateurs de durée dans leurs différentes versions, s'étendent aussi bien aux équipements de télémesures, embarqués ou à terre, qu'aux appareils de mesures électriques numériques.

Les performances obtenues, aussi satisfaisantes sinon meilleures que celles de systèmes classiques de conversion, ont pour origine l'application d'une méthode différentielle ou de double pesée.

De plus, il est intéressant de remarquer que ces modulateurs sont d'un volume réduit, que leur réalisation se présente sous la forme d'un bloc enrobable de 25 × 60 × 90 mm, dont la masse est de 200 g, et que la puissance qu'ils consomment est inférieure à 1 W.

En menant à bien ces travaux originaux, la Division d'Electronique Professionnelle de la société SCHNEIDER Radio-Télévision espère avoir apporté sa contribution, pour modeste qu'elle soit, au développement des techniques de conversion analogique digitale de haute précision, et avoir fait progresser leurs possibilités de diffusion et d'emploi.

SUR UNE MÉTHODE D'ÉTUDE DES SYSTÈMES DISCONTINUS

PAR

E. CASSIGNOL

Institut National des Sciences Appliquées
Laboratoire de Génie Electrique. Toulouse

Y. BURIAN Jr

Institut Technique de l'Aéronautique.
Sao José dos Campos (SP) Brésil

1. Etude d'un circuit oscillant

1.1. Description

Considérons le circuit représenté sur la figure 1.

Le quadripôle Q représente un amplificateur linéaire de gain A, d'impédance d'entrée r_i élevée et d'impédance de sortie r_0 faible.

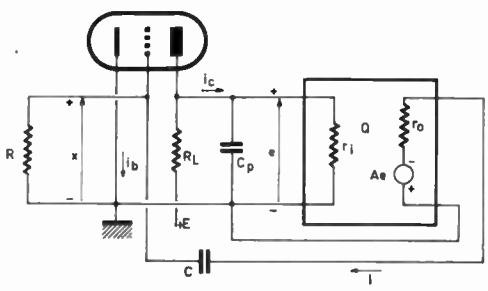


FIG. 1.

De plus, sa fréquence de coupure en basse fréquence est plus faible que celle correspondant au circuit RC, et sa fréquence de coupure en haute fréquence est plus élevée que celle correspondant au circuit $R_L\ C_p$.

Compte tenu des hypothèses précédentes, le circuit de la figure 1 est régi par les équations (1). On a négligé en outre le courant grille et supposé la résistance R_L suffisamment petite pour que le courant plaque ne dépende que de la tension grille.

$$\left.\begin{aligned} &E = R_L(i_c+i_b) + \frac{1}{C_p}\int i_c\,dt \\ &x + \frac{1}{C}\int i\,dt + \frac{A}{C_p}\int i_c\,dt = 0 \\ &i_b = \varphi(x) \qquad\qquad x = Ri\,. \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

Posons :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{RCR_LC_p}$$

$$G(x) = AR_L\varphi'(x).$$

Il s'ensuit que l'ensemble des équations (1) se réduit à :

$$\ddot{x} - \left(\frac{G(x)-1}{R_LC_p} - \frac{1}{RC}\right)\dot{x} + \omega_0^2 x = 0. \tag{2}$$

Pour l'étude de l'équation (2), il est nécessaire de connaître la fonction $G(x)$ qu'on peut en général représenter sous une des formes indiquées par la figure 2.

Le système régi par l'équation (2) présente un point singulier à l'origine. La condition d'oscillation

déduite de l'étude des racines de l'équation caractéristique :

$$p^2 - \left(\frac{G(0)-1}{R_L C_p} - \frac{1}{RC}\right) p + \omega_0^2 = 0 \qquad (3)$$

s'écrit :

$$\frac{G(0)-1}{R_L C_p} - \frac{1}{RC} > 0. \qquad (4)$$

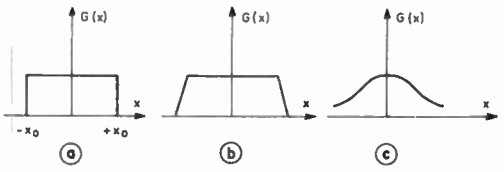


FIG. 2.

Toutefois cette condition d'oscillation ne nous renseigne pas sur la forme de l'onde. Pour pallier cet inconvénient, il est nécessaire de représenter l'équation (2) dans le plan de phase x, $\dot{x}$. L'aspect du cycle limite qu'on peut toujours mettre en évidence expérimentalement permet de conclure à l'existence d'une oscillation quasi sinusoïdale ou de relaxation. Ce cycle limite prend d'ailleurs une forme de plus en plus allongée à mesure que la capacité C_p décroît. Cette constatation expérimentale (ou graphique) nous permet de conclure qu'on passe progressivement d'un oscillateur quasi sinusoïdal à un oscillateur de relaxation.

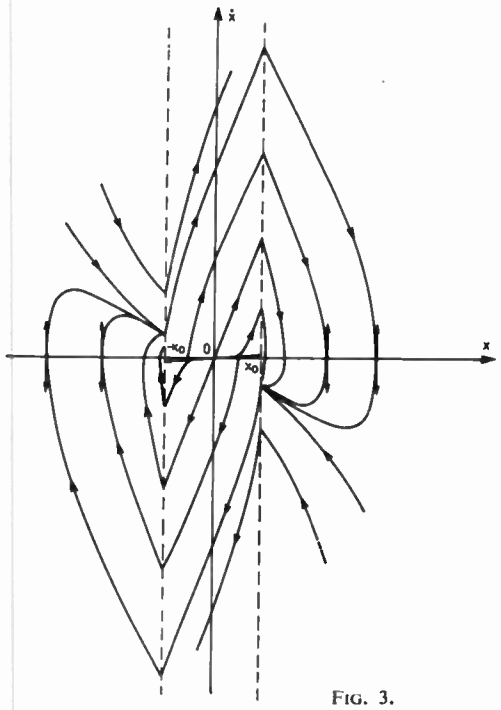


FIG. 3.

La figure 3 représente les courbes intégrales de l'équation (2) et met en évidence le cycle limite pour le cas de la figure 2*a*.

Pour faciliter la construction des courbes intégrales, on a admis en effet que la fonction $G(x)$ est telle que :

$$\begin{aligned} G(x) &= G(0) \quad \text{pour} \quad -x_0 < x < x_0 \\ G(x) &= 0 \quad \text{pour} \quad x < -x_0 \quad \text{et} \quad x > x_0 \end{aligned} \qquad (5)$$

Pour la région active, c'est-à-dire la région comprise entre les abscisses $-x_0$ et $+x_0$, l'équation (2) se réduit à :

$$\left.\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= -\omega_0^2 x + \left(\frac{G(0)-1}{R_L C_p} - \frac{1}{RC}\right) y \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

Pour les régions de saturation ($x > x_0$) et de blocage ($x < -x_0$), l'équation (2) devient :

$$\left.\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= -\omega_0^2 x - \left(\frac{1}{R_L C_p} + \frac{1}{RC}\right) y. \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Lors de la construction des courbes intégrales, on a pris comme conditions initiales du système (7) les conditions aux frontières (c'est-à-dire en $x = x_0$ et en $x = -x_0$), déduites du système (6).

En réalité, on constate expérimentalement l'existence d'une dyssymétrie du cycle limite, due au courant grille i_g.

La dernière équation du système d'équations (1) devrait s'écrire en toute rigueur :

$$x = R(i - i_g). \qquad (8)$$

Posons :

$$i_g = f(x) \qquad \text{avec} \begin{cases} i_g = 0 & \text{pour } x < 0 \\ i_g = \dfrac{x}{R_g} & \text{pour } x > 0 \end{cases} \qquad (9)$$

L'équation (2) devient :

$$\ddot{x} - \left(\frac{G(x)-1}{R_L C_p} - \frac{1}{R'C}\right) \dot{x} + \frac{1}{R'C R_L C_p} x = 0 \qquad (10)$$

avec :

$$R' = R \qquad \text{pour } x < 0$$

$$R' = \frac{R R_g}{R + R_g} \qquad \text{pour } x > 0.$$

1.2. CLASSIFICATION DES OSCILLATEURS

Proposons-nous de classer les oscillateurs en oscillateurs quasi sinusoïdaux et en oscillateurs de relaxation selon que les racines de (3) sont complexes ou réelles. Ces deux cas sont d'ailleurs liés à la nature du point singulier qui, de foyer instable (racines complexes), se transforme en nœud instable (racines réelles).

L'obtention de racines complexes est liée à la condition :

$$(G(0)-1)\sqrt{\frac{RC}{R_LC_p}}-\sqrt{\frac{R_LC_p}{RC}}<2 \qquad (11)$$

et celles de racines réelles à :

$$(G(0)-1)\sqrt{\frac{RC}{R_LC_p}}-\sqrt{\frac{R_LC_p}{RC}}>2. \qquad (12)$$

On se rapprochera d'autant plus d'un oscillateur de relaxation que le premier membre de l'inégalité ci-dessus sera élevé.

Il s'ensuit que l'on peut envisager, en pratique, deux cas correspondant respectivement à une capacité C élevée et à une capacité C_p faible. Nous ne retiendrons dans notre étude que le cas d'une faible capacité C_p.

Si l'on peut supposer à la limite C_p égal à zéro, le système n'est plus décrit par une équation différentielle d'ordre 2 mais d'ordre 1 ; on a alors affaire à un oscillateur de relaxation ou oscillateur discontinu.

Dans ce qui suit, on propose une méthode d'étude de systèmes ainsi dégénérés. D'autres exemples de dispositifs oscillateurs permettront de mettre en évidence l'intérêt de cette technique.

2. Méthode d'étude des systèmes discontinus

2.1. Enoncé du problème

Soit un système physique régi par l'équation :

$$\mu\ddot{x}+\dot{x}T(x)+X(x) = 0 \qquad (13)$$

avec $\mu>0$, $\mu = C^{te}$; on se propose de mettre en évidence les solutions périodiques de l'équation (13).

Si le paramètre μ est suffisamment petit, l'étude de l'équation (13) peut se ramener à celle de l'équation (14) :

$$\dot{x}T(x) + X(x) = 0 \qquad (14)$$

à laquelle il faut adjoindre (pour rendre compte des phénomènes de discontinuité) certaines conditions [1] garantissant que les solutions de (14) soient voisines de celles de (13). Dans le cas des systèmes électriques, ces conditions expriment l'invariabilité de l'énergie et sont désignées dans le cas général sous le nom de conditions de Mandelstam [2, 3].

Les points singuliers d'un tel système sont donnés par l'équation :

$$X(x) = 0. \qquad (15)$$

Ils sont stables si les deux conditions [2, 3] :

$$T(x) > 0 \qquad (16)$$

et

$$\frac{dX(x)}{dx} > 0 \qquad (17)$$

sont vérifiées.

Les points annulant $T(x)$ sont appelés points de choc, ils sont répulsifs si $X\mathrm{d}T/\mathrm{d}x > 0$ et attractifs dans le cas contraire. A chacun de ces points correspond une discontinuité (ou saut) dans le plan de phase $(x, \dot{x})$.

2.2. Condition de Mandelstam

La condition de Mandelstam peut, dans le problème considéré, s'établir d'une façon purement mathématique : il conviendrait alors d'étudier les conditions permettant d'assurer que les solutions du système (13) (système à deux dimensions) sont voisines de celles du système (14) (système unidimensionnel).

On peut toutefois obtenir le même résultat par des considérations purement physiques, on suppose alors que les équations (13) et (14) décrivent le même système physique. Dans la suite, nous adopterons cette deuxième attitude.

En général, le « saut » dans le plan de phase correspondant à une discontinuité dans la solution de l'équation différentielle régissant le système étudié, peut être déterminé à partir de considérations physiques (la tension aux bornes d'une capacité, le courant à travers une self-inductance ne varient pas instantanément).

Il est, d'autre part, possible d'interpréter cette discontinuité à partir de la notion de point de choc. Tout point d'une trajectoire de phase aboutissant à un point de choc attractif doit forcément subir une discontinuité et « sauter », dans un temps infiniment court, en un point du plan de phase satisfaisant à l'équation (13).

Soient x_0 et $\dot{x}_0$ les coordonnées du point de choc dans le plan de phase au temps t_0. Au temps $t_0+\delta t$ (δt infiniment petit), ce point se trouve situé en un point de coordonnées $x_0+\delta x_0$ et $\dot{x}_0+\delta\dot{x}_0$ satisfaisant à l'équation (13). Il s'ensuit qu'on peut écrire :

$$\mu\delta\dot{x} + \int_{x_0}^{x_0+\delta x} T(x)\,\mathrm{d}x + \int_{t_0}^{t_0+\delta t} X(x)\,\mathrm{d}t = 0. \qquad (18)$$

L'équation (18) exprime analytiquement la condition de Mandelstam pour l'équation (14).

Il en résulte :

$$\lim_{\substack{\mu\to 0\\ \delta t\to 0}} \int_{x_0}^{x_0+\delta x} T(x)\,\mathrm{d}x = 0. \qquad (19)$$

La condition de Mandelstam s'écrit alors :

$$\int_{x_0}^{x_0+\delta x} T(x)\,\mathrm{d}x = 0. \qquad (20)$$

Il s'ensuit que, d'un point de choc d'abscisse x_0,

on saute avec une vitesse infinie vers un autre point du plan d'abscisse $x_0+\delta x$ donnée par l'équation (20).

2.3. Domaines de validité de l'équation dégénérée

L'équation dégénérée ne décrit le phénomène physique que dans certaines régions du plan de phase.

L'équation (13) peut s'écrire :

$$\dot{x} = y \tag{21}$$

$$\mu\dot{y} = -T(x)y - X(x). \tag{22}$$

A la limite pour $\mu = 0$, $\dot{y}$ devient infiniment grand pour tous les points du plan de phase sauf pour ceux appartenant à la trajectoire de phase de l'équation dégénérée. Il s'ensuit que, hormis cette trajectoire, toutes les autres auront l'allure de droites verticales parcourues à une vitesse infinie.

De plus, dans les régions du plan où $T(x)$ est positif, ces trajectoires verticales se dirigent vers la trajectoire de phase de l'équation dégénérée. Au contraire, elles s'éloignent de la trajectoire de phase de l'équation dégénérée dans les régions du plan où $T(x)$ est négatif.

Pour illustrer ces résultats, considérons un système tel que l'équation $T(x) = 0$ présente deux racines x_1 et x_2 ($x_2 > x_1$) et l'équation $X(x) = 0$, une racine x_3 avec $x_1 < x_3 < x_2$. On en déduit immédiatement les trajectoires de phase indiquées sur la figure 4.

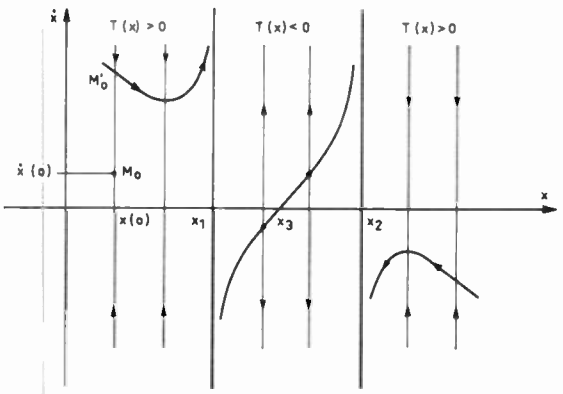


Fig. 4.

Tout point du plan de phase situé dans une région où $T(x)$ est négatif ne décrit pas la trajectoire de phase de l'équation dégénérée.

Au contraire, l'équation dégénérée représente le système physique dans les régions du plan de phase où $T(x)$ est positif ; ces régions sont d'ailleurs les plus intéressantes en pratique comme nous le verrons dans la suite sur des exemples concrets.

Il faut aussi souligner qu'en général, un point de conditions initiales $x(0)$ et $\dot{x}(0)$ n'est pas situé sur la trajectoire de phase de l'équation dégénérée. Dans ce cas, il se produit aussi un saut, à l'instant initial, le point M_0 rejoignant à vitesse infinie le point M'_0 (d'abscisse $x(0)$) situé sur la trajectoire de phase (fig. 4).

Le même problème se retrouve, par exemple, pour un circuit RC dont on a négligé l'inductance parasite [2].

2.4. Application au circuit oscillant de la figure 1

Si l'on suppose la capacité C_p très faible, le système de la figure 1 peut être représenté par l'équation :

$$-RC(G(x)-1)\,\dot{x}+x = 0.$$

La condition de Mandelstam s'écrit :

$$AR_L\{\varphi(x_0+\delta x) - \varphi(x_0)\} = \delta x$$

ce qui signifie que la charge de la capacité C ne varie pas instantanément.

Les points de choc correspondent à :

$$G(x_0)-1 = G(-x_0)-1 = 0$$

et sont tous les deux attractifs.

Les trajectoires de phase du système dégénéré sont indiquées sur la figure 5. On obtient, à partir du cycle limite dégénéré, la forme d'onde de la figure 6. Dans la région du plan de phase comprise entre les abscisses $-x_0$ et $+x_0$, $T(x)$ est négatif.

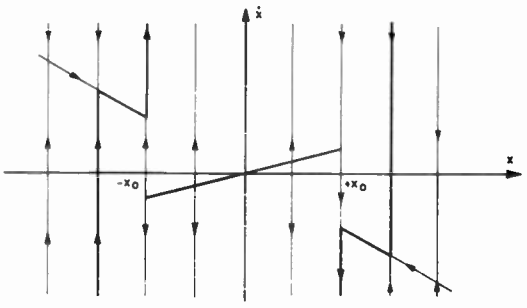


Fig. 5.

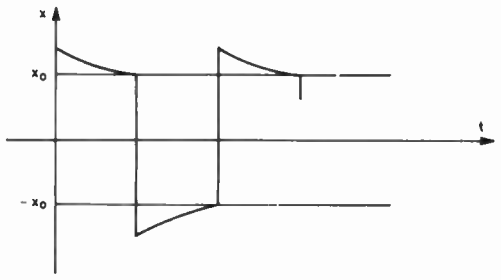


Fig. 6.

Le système étudié peut aussi être représenté dans un autre plan de phase $x.y$, y désignant la tension aux bornes du condensateur C. L'avantage d'une

telle représentation réside dans le fait que le « saut » dans le plan de phase s'effectuera suivant une droite horizontale.

On déduit des équations (1) :

$$R_L C_p\left(\dot{x}+\frac{x}{RC}\right)+x+y+A\{E-R_L\varphi(x)\}=0.$$

Il s'ensuit que la trajectoire de phase de l'équation dégénérée s'écrit :

$$x+y+A\{E-R\varphi(x)\}=0.$$

Cette équation conduit à la représentation indiquée par la figure 7.

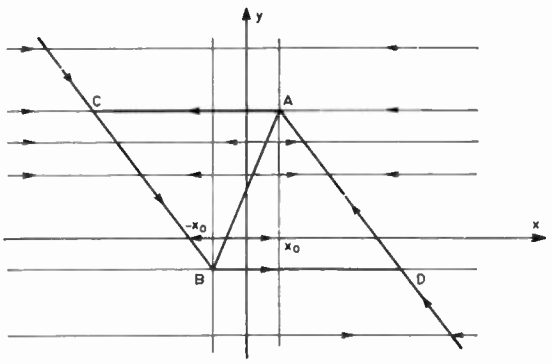


FIG. 7.

Des points de choc A et B, on saute respectivement aux points C et D. Le parallélogramme $ACBD$ représente le cycle limite.

2.5. CIRCUIT A DIODE TUNNEL

Considérons le circuit de la figure 8. La diode tunnel a une caractéristique statique de la forme $i=f(v)$ (fig. 9) et la capacité C représente l'ensemble des capacités parasites dues à la diode et au montage.

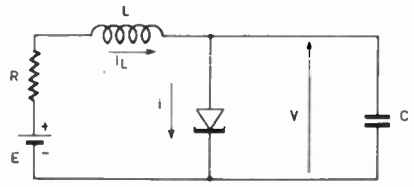


FIG. 8.

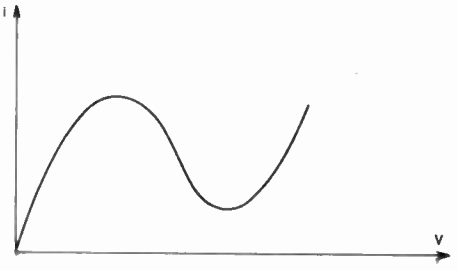


FIG. 9.

L'équation différentielle, régissant le système de la figure 7, s'écrit :

$$C\frac{d^2v}{dt^2}+\left(g(v)+\frac{RC}{L}\right)\frac{dv}{dt}+\frac{R}{L}f(v)+\frac{v-E}{L}=0$$

avec :

$$g(v)=\frac{d[f(v)]}{dv}.$$

La condition de Mandelstam s'écrit :

$$\int_{v_0}^{v_0+\delta v} g(v)\,dv=0$$

ou encore :

$$i=C^{te}.$$

On pourrait étudier le système dans le plan de phase $(v, \dot{v})$. Toutefois, il est préférable de choisir comme ordonnée le courant i_L qui se réduit au courant i quand la capacité C est négligeable.

Pour des valeurs différentes de la résistance R et de la batterie E, on obtient les deux modes de fonctionnement indiqués par les figures 10 et 11.

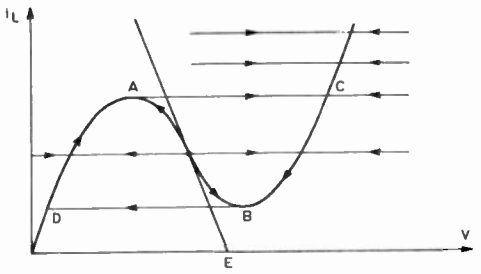


FIG. 10.

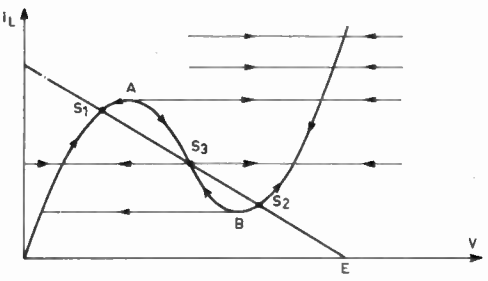


FIG. 11.

Dans les deux cas, les points de choc désignés par A et B sont définis par $g(v)=0$. De plus, le signe de la quantité $(Rf(v)+v-E)\times dg(v)/dv$ indique leur nature. Il s'ensuit que les points de choc A et B de la figure 10 sont attractifs et ceux de la figure 11, répulsifs. Quant aux points singuliers, ils sont déterminés par la relation :

$$Rf(v)+v-E=0.$$

Compte tenu de la condition de Mandelstam, on obtient pour la figure 10, le cycle limite *ACBDA* et le circuit se comporte comme un multivibrateur oscillant.

Sur la figure 11, l'existence de deux points de choc répulsifs et de deux points singuliers S_1 et S_2 stables met en évidence un fonctionnement bistable du circuit correspondant.

Il importe toutefois de remarquer que le point singulier S_3 apparaît comme un point d'équilibre stable. Toutefois ce point est situé dans une région où $g(v)$ est négatif et, par suite, le système ne peut plus être représenté par l'équation dégénérée. A partir de l'équation complète du système, on déduirait que ce point singulier S_3 est en réalité un point singulier instable.

3. Conclusion

La méthode d'étude présentée ci-dessus permet d'aborder la synthèse des systèmes discontinus car elle est susceptible de fournir des renseignements sur la structure des fonctions $T(x)$ et $X(x)$.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ANDRONOV, VITT et CHAIKIN. — Théorie des vibrations, Fizmatgiz, Moscou 1959.

[2] MINORSKY. — Non linear oscillations, Van Nostrand, 1962.

[3] VOGEL. — Sur certaines oscillations à déferlement. *Annales des Télécommunications*. Tome 6, n° 7, Juillet 1951.

[4] CASSIGNOL E. et BURIAN Jr Y. — Sur l'analyse du fonctionnement d'un multivibrateur non linéaire. *Comptes rendus Académie des Sciences*. Tome 255, p. 2388.

LE RADIATEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE SPHÉROÏDAL ALLONGÉ

Calcul de la résistance de rayonnement

PAR

L. ROBIN

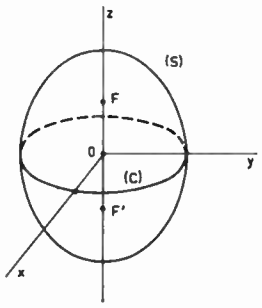
Ingénieur en Chef des Télécommunications

C.N.E.T. — Issy-les-Moulineaux

1. Introduction

Le radiateur électromagnétique sphéroïdal allongé a déjà fait l'objet d'une étude de l'auteur [1]. Rappelons les hypothèses. Le radiateur est constitué par un ellipsoïde de révolution allongé, parfaitement conducteur et coupé en deux suivant son équateur. La source produit une discontinuité du potentiel scalaire égale à $V_0 e^{i\omega t}$ le long de l'équateur : au voisinage de celui-ci, le potentiel scalaire est $+\frac{V_0}{2} e^{i\omega t}$ pour l'une des moitiés du sphéroïde, $-\frac{V_0}{2} e^{i\omega t}$ pour l'autre. Les courants étant purement superficiels, l'intérieur du sphéroïde n'intervient pas, le radiateur peut donc être indifféremment plein ou vide. On suppose que le milieu extérieur est, soit le vide, soit un diélectrique linéaire satisfaisant aux conditions de proportionnalité entre les inductions et les champs. On admet que le régime sinusoïdal est établi dans tout l'espace.

On utilise le système de coordonnées de l'ellipsoïde de révolution allongé (η, θ, φ, fig. 1), tel que ;



$$\begin{cases} x = l \operatorname{sh}\eta \sin\theta \cos\varphi, \\ y = l \operatorname{sh}\eta \sin\theta \sin\varphi, \\ z = l \operatorname{ch}\eta \cos\theta, \end{cases} \quad (1\text{-}1)$$

FIG. 1.

où l est la demi-distance focale du sphéroïde donné, (S), d'équation :

$$\eta = \eta_0.$$

Le champ magnétique ne possède qu'une composante, $H_\varphi(\eta, \theta)$, de révolution autour de l'axe.

$H_\varphi e^{i\varphi}$ vérifie l'équation de Helmholtz :

$$\Delta(H_\varphi e^{i\varphi}) + k_0^2 H_\varphi e^{i\varphi} = 0 \qquad (1.2)$$

avec :

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c},$$

c : vitesse de la lumière dans le milieu extérieur.

Les variables se séparent et on peut écrire :

$$H_\varphi(\eta, \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_{2n+1} S_{2n+1}^{1(4)}(\operatorname{ch}\eta\,;\,\gamma)\, Ps_{2n+1}^{1}(\cos\theta\,;\,\gamma^2) \qquad (1.3)$$

avec :

$$\gamma = k_0 l = \frac{\omega}{c} l.$$

Dans la formule (1.3), les α_{2n+1} sont des coefficients inconnus, déterminés par les conditions aux limites sur l'ellipsoïde (S). $S_{2n+1}^{1(4)}$ est la quatrième fonction sphéroïdale radiale, qui assure le comportement voulu à l'infini ; Ps_{2n+1}^{1} est la fonction sphéroïdale angulaire, de première espèce.

Les équations de Maxwell permettent de déduire de l'expression (1.3) de H_φ celle de $E_\theta(\eta, \theta)$ sous forme d'une série. Le sphéroïde (S) étant parfaitement conducteur, à sa surface, $E_\theta(\eta_0, \theta)$ est nulle, sauf le long de l'équateur (C), où cette composante devient infinie. Le potentiel-vecteur de Lorentz reste borné sur (C) et à son voisinage. On peut alors écrire :

$$E_\theta(\eta_0, \theta) = \frac{V_0}{l \operatorname{ch} \eta_0} \delta(\cos\theta), \qquad (1.4)$$

où δ est la mesure de Dirac. L'identification, terme à terme, des séries de fonctions $Ps^1_{2n+1}(\cos\theta\,;\,\gamma^2)$ qui représentent les deux membres de (1.4) permet de déterminer les coefficients inconnus α_{2n+1} de la série (1.3).

La puissance active moyenne rayonnée P_a, est ensuite calculée en déterminant le flux du vecteur de Poynting, soit à travers une zone élémentaire comprenant l'équateur, soit à travers une sphère de rayon infini, ayant pour centre celui du sphéroïde ; le résultat est le même. La résistance de rayonnement est :

$$R = \frac{V_0^2}{2 P_a}.$$

On trouve :

$$\frac{1}{R} = 2\pi c \varepsilon_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\beta_{2n+1}\, Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2)}{\left\{\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(3)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma)\right]\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(4)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma)\right]\right\}_{t=\operatorname{ch}\eta_0}}, \qquad (1.5)$$

où ε_0 est la constante diélectrique du milieu extérieur et où :

$$\beta_{2n+1} = \frac{4n+3}{4(n+1)(2n+1)} Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2).$$

Pour $\gamma = \frac{\pi}{2}$, $\beta_1 = Ps^1_1\left(0, \frac{\pi^2}{4}\right) = 0$,

$$\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(3)}_1\left(t\,;\frac{\pi}{2}\right)\right]\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(4)}_1\left(t\,;\frac{\pi}{2}\right)\right] = 1.$$

La convergence de la série (1.5) est excellente, comme cela résulte des calculs faits au sujet de la série qui représente $H_\theta(n, 0)$, [1, p. 424-426]. On trouve, pour $n \to \infty$:

$$\frac{\beta_{2n+1}\, Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2)}{\left\{\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(3)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma)\right]\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(4)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma)\right]\right\}_{t=\operatorname{ch}\eta_0}} \sim \frac{1-e^{-2\eta_0}}{\pi} \frac{e^{4n(1+\eta_0)}}{n^{4n+6}} \left(\frac{\gamma}{8}\right)^{4n+4}. \qquad (1.6)$$

Le but de la présente étude est essentiellement de fournir les résultats de calculs numériques, effectués à partir de la formule (1.5) et de données plausibles communiquées par notre collègue, M. POINCELOT.

Dans ces calculs, γ varie de 1,4 à 1,8.

Nous reproduisons ci-après, avec quelques commentaires, l'essentiel d'un mémoire de M. Gérard RIBIÈRE qui a été chargé de ces calculs à l'Institut Blaise-Pascal.

2. Expressions définitives des fonctions intervenant dans la formule qui exprime la résistance de rayonnement

La fonction $Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2)$ est donnée par la formule [2, p. 235].

$$Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2) = 2\sqrt{\pi} \sum_{p=-n}^{\infty} \frac{(-1)^p a^1_{2n+1,p}(\gamma^2)}{(n+p)!\,(-n-p-\frac{1}{2})!}. \qquad (2.1)$$

En appliquant la formule des compléments et compte tenu de $(-\frac{1}{2})! = \Gamma(\frac{1}{2}) = \sqrt{\pi}$, on trouve facilement :

$$Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2) = (-1)^{n+1} \sum_{p=-n}^{\infty} \frac{1.3.5\ldots(2n+2p+1)}{2^{n+p}(n+p)!}\, a^1_{2n+1,p}(\gamma^2). \qquad (2.2)$$

D'autre part, sachant que :

$$S^{1(3)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma) = S^{1(1)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma) + iS^{1(2)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma),$$

$$S^{1(4)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma) = S^{1(1)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma) - iS^{1(2)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma),$$

le dénominateur du terme général de (1.5) s'écrit :

$$D_n = \left\{\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(1)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma)\right]\right\}^2 + \left\{\frac{d}{dt}\left[\sqrt{t^2-1}\, S^{1(2)}_{2n+1}(t\,;\,\gamma)\right]\right\}^2 \qquad (2.3)$$

avec :

$$t = \operatorname{ch}\eta_0. \qquad (2.4)$$

A remarquer qu'au voisinage de $t = 1$, $S^{1(1)}_{2n+1}$ s'annule comme $\sqrt{t-1}$ et $\sqrt{t^2-1}\, S^{1(2)}_{2n+1}$ reste fini et non nul.

Ensuite, nous avons [2, p. 228], compte tenu de

ce que les indices sont entiers :

$$\sqrt{t^2-1}\,S^{1(j)}_{2n+1}(t;\gamma)=\frac{t}{A^1_{2n+1}(\gamma^2)}\times\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\times\psi^{(j)}_{2n+2p+1}(\gamma t),\quad(2.5)$$

où $j = 1, 2, 3, 4$,

$$A^1_{2n+1}(\gamma^2)=\sum_{p=-n-1}^{\infty}(-1)^p a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2),\quad(2.6)$$

et où les fonctions $\psi^{(j)}_n(x)$ sont les fonctions de Bessel sphériques.

Nous posons :

$$B_n=\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\,\psi^{(1)}_{2n+2p+1}(\gamma t),\quad(2.7)$$

$$C_n=\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\,\psi^{(2)}_{2n+2p+1}(\gamma t),\quad(2.8)$$

$$B'_n=\frac{dB_n}{dt},\qquad C'_n=\frac{dC_n}{dt}.$$

Le dénominateur D_n devient :

$$D_n=\frac{1}{[A^1_{2n+1}(\gamma^2)]^2}[(B_n+tB'_n)^2+(C_n+tC'_n)^2].\quad(2.9)$$

La dérivée des fonctions de Bessel sphériques est donnée par la relation de récurrence [2, p. 264, form. (8)] :

$$x\frac{d}{dx}\psi^{(j)}_k(x)=-(k+1)\psi^{(j)}_k(x)+x\,\psi^{(j)}_{k-1}(x).\quad(2.10)$$

Nous en déduisons :

$$tB'_n=\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\,[-2(n+p+1)\,\psi^{(1)}_{2n+2p+1}(\gamma t)+\gamma t\,\psi^{(1)}_{2n+2p}(\gamma t)],$$

$$B_n+tB'_n=\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\,[-(2n+2p+1)\,\psi^{(1)}_{2n+2p+1}(\gamma t)+\gamma t\,\psi^{(1)}_{2n+2p}(\gamma t)],\quad(2.11)$$

$$C_n+tC'_n=\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\,[-(2n+2p+1)\times\psi^{(2)}_{2n+2p+1}(\gamma t)+\gamma t\,\psi^{(2)}_{2n+2p}(\gamma t)].\quad(2.12)$$

En raison de [2, p. 264, form. (5)] :

$$\psi^{(2)}_k(x)=(-1)^{k+1}\psi^{(1)}_{-k-1}(x)$$

(2.12) s'écrit encore :

$$C_n+tC'_n=-\sum_{p=-n-1}^{\infty}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)\,[(2n+2p+1)\times\psi^{(1)}_{-2n-2p-2}(\gamma t)+\gamma t\,\psi^{(1)}_{-2n-2p-1}(\gamma t)].\quad(2.13)$$

3. Calcul des coefficients $a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)$ et de la fonction $Ps^1_{2n+1}(0;\gamma^2)$.

Les coefficients $a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)$ vérifient la relation de récurrence [2, p. 225] :

$$\frac{2(n+2+p)(2n+3+2p)}{(4n+5+4p)(4n+7+4p)}a^1_{2n+1,\,p+1}(\gamma^2)+\frac{\lambda^1_{2n+1}(\gamma^2)-2(n+1)(2n+1)-2p(4n+3)-4p^2}{\gamma^2}+\frac{4(n+1+p)(2n+1+2p)}{(4n+1+4p)(4n+5+4p)}a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)+\frac{2(n+p)(2n-1+2p)}{(4n-1+4p)(4n+1+4p)}a^1_{2n+1,\,p-1}(\gamma^2)=0,\quad(3.1)$$

avec : $p\geqslant -n-1$, $a^1_{2n+1,\,-n-2}(\gamma^2)=a^1_{2n+1,\,-n-3}(\gamma^2)=\ldots=0$.

$\lambda^1_{2n+1}(\gamma^2)$ est la valeur propre correspondante [2, p. 221].

Ces valeurs propres sont calculées à partir de leurs développements suivant les puissances de γ^2, donnés par des tables [3, p. 323].

Pour simplifier, la relation (3.1) peut s'écrire :

$$A_p a_{p+1}+B_p a_p+C_p a_{p-1}=0.\quad(3.2)$$

D'autre part, les coefficients $a^1_{2n+1,\,p}$ vérifient la relation de normalisation [2, bas de la p. 233] :

$$\sum_{p=-n}^{\infty}\frac{(n+p+1)(2n+2p+1)}{4n+4p+3}[a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)]^2=\frac{(n+1)(2n+1)}{4n+3}.\quad(3.3)$$

En outre, pour p assez grand, nous avons [2, p. 226] :

$$\frac{a_{p+1}}{a_p}\simeq\frac{\gamma^2}{16p^2}.\quad(3.4)$$

Les a_p décroissent donc très vite, lorsque p croît.

Le calcul des a_p s'effectue alors suivant une technique connue [4, p. 60], en écrivant (3.2) sous forme de fraction continue :

$$\frac{a_p}{a_{p-1}} = \frac{-C_p}{B_p + A_p \dfrac{a_{p+1}}{a_p}} . \qquad (3.5)$$

On part d'une valeur p_0, assez grande pour négliger $\dfrac{a_{p_0+1}}{a_{p_0}}$, d'où :

$$\frac{a_{p_0}}{a_{p_0-1}} = -\frac{C_{p_0}}{B_{p_0}} .$$

Puis, au moyen de (3.5), on calcule successivement les rapports $\dfrac{a_p}{a_{p-1}}$ jusqu'à $\dfrac{a_1}{a_0}$.

D'une manière analogue, pour $p<0$, on calcule les rapports $\dfrac{a_p}{a_{p+1}}$, à l'aide des relations :

$$\frac{a_p}{a_{p+1}} = \frac{-A_p}{B_p + C_p \dfrac{a_{p-1}}{a_p}} ,$$

avec au départ :

$$\frac{a_{-n-1}}{a_{-n}} = -\frac{A_{-n-1}}{B_{-n-1}}$$

puisque $a_p = 0$ pour $p < -n-1$.

D'ailleurs, comme nous le verrons au paragraphe 6, on peut se borner à $n = 0$ et $n = 1$.

Enfin, on applique la relation de normalisation (3.3).

La fonction $Ps^1_{2n+1}(0\,;\,\gamma^2)$ est ensuite obtenue au moyen de la formule (2.2), où la série du second membre converge très bien, en raison de la décroissance très rapide des coefficients $a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)$.

4. Calcul de la somme de la série (2.11)

Les fonctions de Bessel sphériques d'indices entiers sont des fonctions élémentaires.

Pour les calculer, on peut utiliser la relation de récurrence [2, p. 264].

$$x\,[\psi^{(j)}_{k-1}(x) + \psi^{(j)}_{k+1}(x)] = (2k+1)\,\psi^{(j)}_k(x), \qquad (4.1)$$

avec, pour les fonctions de première espèce, les valeurs initiales :

$$\psi^{(1)}_0(x) = \frac{\sin x}{x} , \qquad \psi^{(1)}_{-1}(x) = \frac{\cos x}{x} .$$

On peut aussi utiliser les expressions de ces fonctions sous forme finie [2, p. 264, form. (14) et (15)].

Les fonctions de première espèce décroissent très vite lorsque leur indice augmente, de même que les fonctions de Bessel, $J_\nu(x)$, lorsque ν, entier ou non, croît. Pour appliquer (4.1), avec $j = 1$, on part d'une valeur élevée, k_0 de k, pour laquelle on pose

$$\psi^{(-1)}_{k_0+1}(x) = 0.$$

On calcule en remontant $\psi^{(1)}_{k_0-1}, \ldots, \psi^{(1)}_0, \psi^{(1)}_{-1}$, en fonction de $\psi^{(1)}_{k_0}$. Compte tenu des valeurs connues de $\psi^{(1)}_0(x)$, et de $\psi^{(1)}_{-1}(x)$, on détermine $\psi^{(1)}_{k_0}$ et toutes les autres fonctions d'indice inférieur.

En procédant en sens inverse, on aurait une perte rapide de précision, car on aurait successivement à retrancher l'une de l'autre deux quantités de plus en plus voisines.

La somme de la série (2.11) s'obtient ensuite facilement, le coefficient $a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)$ et le crochet décroissant l'un et l'autre très rapidement, lorsque p croît.

5. Calcul de la somme de la série (2.12). Autre expression de cette série

Les fonctions de Bessel sphériques $\psi^{(2)}_k(x)$ se calculent sans difficulté. On peut utiliser, soit leur expression sous forme finie, soit la relation de récurrence (4.1). Alors, on va dans le sens des k croissants avec, pour valeurs initiales :

$$\psi^{(2)}_{-1}(x) = \frac{\sin x}{x} , \qquad \psi^{(2)}_0(x) = -\frac{\cos x}{x} .$$

Mais, cette fois, les fonctions $\psi^{(2)}_k(x)$ croissent très vite avec k et il en résulte que la série (2.12) ou (2.13) converge très mal, pour la valeur de t considérée, très peu supérieure à un.

En effet, exprimons la valeur asymptotique, pour $p \to +\infty$, du terme général de la série (2.13).

Nous avons d'abord [2, p. 226, form. (157)], en posant :

$$\gamma t = x, \qquad (5.1)$$

$$|a^1_{2n+1,\,p}(\gamma^2)| \sim \frac{\gamma^{2p}}{2^{2p}(2p)!} \sim \frac{(ex)^{2p}}{\sqrt{\pi}\,2^{4p+1} t^{2p} p^{2p+\frac{1}{2}}} . \qquad (5.2)$$

D'autre part :

$$\psi^{(1)}_{-N}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}}\, J_{-N+\frac{1}{2}}(x).$$

Pour $N \to +\infty$, [5, p. 2] nous donne :

$$J_{-N+\frac{1}{2}}(x) \sim \frac{\left(\frac{2}{x}\right)^{N-\frac{1}{2}}}{(-N+\frac{1}{2})!} = \frac{(-1)^{N-1}}{\pi}(N-\tfrac{3}{2})!\left(\frac{2}{x}\right)^{N-\frac{1}{2}},$$

$$\psi^{(1)}_{-N}(x) \sim \frac{(-1)^{N-1}}{\sqrt{\pi}}(N-\tfrac{3}{2})!\frac{2^{N-1}}{x^N},$$

$$N\psi^{(1)}_{-N-1}(x)+x\psi^{(1)}_{-N}(x) \sim N\psi^{(1)}_{-N-1}(x) \sim \frac{(-1)^N}{\sqrt{\pi}}(N+\tfrac{1}{2})!\frac{2^N}{x^{N+1}}.$$

Le crochet de (2.13), changé de signe, a donc pour valeur asymptotique :

$$X_p = -(2p+2n+1)\psi^{(1)}_{-2p-2n-2}(x) - x\psi^{(1)}_{-2p-2n-1}(x) \sim \frac{1}{\sqrt{\pi}}(2p+2n+1+\tfrac{1}{2})!\frac{2^{2p+2n+1}}{x^{2p+2n+2}}. \quad (5.3)$$

$$(2p+2n+1+\tfrac{1}{2})! \sim \frac{\sqrt{2\pi}(2p+2n+1+\frac{1}{2})^{2p+2n+2}}{e^{2p+2n+1+\frac{1}{2}}} = \sqrt{2\pi}(2p)^{2p+2n+2} \times \frac{\left(1+\frac{2n+1+\frac{1}{2}}{2p}\right)^{2p+2n+2}}{e^{2p+2n+1+\frac{1}{2}}} \sim \frac{\sqrt{2\pi}}{e^{2p}}(2p)^{2p+2n+2}.$$

Nous avons :

$$X_p \sim \frac{2^{4p+4n+3+\frac{1}{2}}p^{2p+2n+2}}{e^{2p}x^{2p+2n+2}} \quad (5.4)$$

$$|a^1_{2n+1,p}(\gamma^2)|\,X_p \sim \frac{2^{4n+2+\frac{1}{2}}p^{2n+1+\frac{1}{2}}}{\sqrt{\pi}\,x^{2n+2}t^{2p}}. \quad (5.5)$$

La relation de récurrence (3.1) nous montre qu'à partir d'une valeur de p assez grande, tous les coefficients $a^1_{2n+1,p}(\gamma^2)$ sont de même signe, comme le montre aussi (3.4). Donc la série (2.12) converge un peu moins bien qu'une série géométrique de raison $1/t^2$. Or, dans le cas présent, $t \simeq 1{,}000\,2$, $1/t^2 \simeq 0{,}999\,6$. Cette série converge donc très mal. On peut former des majorantes de son reste, mais toutes conduisent à prendre un nombre de termes de la série extrêmement élevé.

Néanmoins, la pratique du calcul numérique a montré que cette série se comportait comme le développement de $\lg(1-1/t^2)$, à un coefficient constant près. Après avoir calculé un nombre assez élevé de termes (70), on en a fait la somme partielle, à laquelle on a ajouté le reste du développement en série de $\lg(1-1/t^2)$, multiplié par le coefficient précédent (qui dépend de $x = \gamma t$ et de n). La précision obtenue est indiquée dans les deux tableaux du paragraphe 6.

Mais la véritable méthode pour le calcul de la série (2.12) consiste à la remplacer par un développement suivant les puissances de t^2-1. Les bases de ce développement existent dans [6, p. 34 et suiv.].

On écrit tout d'abord le développement de la fonction radiale de première espèce :

$$S^{1(1)}_{2n+1}(t;\gamma) = \frac{\sqrt{t^2-1}}{k^{1(1)}_{2n+1}(\gamma)}\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k c^1_{2n+1,2k}(\gamma)(t^2-1)^k. \quad (5.6)$$

Pour exprimer $S^{1(2)}_{2n+1}$, FLAMMER se sert de la valeur du wronskien [2, p. 229, form. (173)] :

$$\Delta[S^{1(1)}_{2n+1}, S^{1(2)}_{2n+1}] = \frac{1}{\gamma(t^2-1)}. \quad (5.7)$$

Il intègre cette relation, ce qui donne :

$$S^{1(2)}_{2n+1}(t;\gamma) = S^{1(1)}_{2n+1}(t;\gamma)\left\{\frac{1}{\gamma}\int^t \frac{d\tau}{(\tau^2-1)[S^{1(1)}_{2n+1}(\tau;\gamma)]^2} + C^{te}\right\}.$$

Au moyen de (5.6), l'intégrandum est développé suivant les puissances de τ^2-1. L'intégration est faite terme à terme. Compte tenu des expressions asymptotiques, $t \to \infty$, de $S^{1(1)}_{2n+1}$ et de $S^{1(2)}_{2n+1}$, on trouve finalement :

$$S^{1(2)}_{2n+1}(t;\gamma) = \frac{1}{2}q^1_{2n+1}(\gamma)\,S^{1(1)}_{2n+1}(t;\gamma)\lg\frac{t+1}{t-1} + g^1_{2n+1}(t;\gamma) \quad (5.8)$$

où q^1_{2n+1} s'exprime au moyen de k^1_{2n+1} et des $c^1_{2n+1,2k}$ de (5.6) et où g^1_{2n+1} possède un développement en série suivant les puissance de t^2-1 :

$$g^1_{2n+1}(t;\gamma) = \frac{t}{\sqrt{t^2-1}}\sum_{r=0}^{\infty} b^1_{2n+1,r}(\gamma)(t^2-1)^r. \quad (5.9)$$

(5.6) indique le comportement de $S^{1(1)}_{2n+1}$ au voisinage de $t = 1$. Celui de $S^{1(2)}_{2n+1}$ est donné par (5.8) et (5.9).

Les séries (5.6), (5.8) et (5.9) peuvent être dérivées ce qui donne de nouvelles expressions des séries (2.11) et (2.12) :

$$\frac{B_n+tB'_n}{A^1_{2n+1}(\gamma^2)}=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\sqrt{t^2-1}\,S^{1(1)}_{2n+1}(t;\gamma)\right]=\frac{2t}{k^{1(1)}_{2n+1}(\gamma)}\times\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k(k+1)c^1_{2n+1,\,2k}(\gamma)(t^2-1)^k, \tag{5.10}$$

$$\frac{C_n+tC'_n}{A^1_{2n+1}(\gamma^2)}=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\sqrt{t^2-1}\,S^{1(2)}_{2n+1}(t;\gamma)\right]$$

$$=\frac{1}{2}q^1_{2n+1}(\gamma)\left\{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\sqrt{t^2-1}\,S^{1(1)}_{2n+1}(t;\gamma)\right]\lg\frac{t+1}{t-1}-\frac{2}{\sqrt{t^2-1}}S^{1(1)}_{2n+1}(t;\gamma)\right\}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\sqrt{t^2-1}\,g^1_{2n+1}(t;\gamma)\right]. \tag{5.11}$$

FLAMMER [6] donne, pour $n = 0$ et 1, les tables des coefficients $k^{1(1)}_{2n+1}$ (p. 147), $c^1_{2n+1,\,2k}$ (pp. 134-135), q^1_{2n+1} (p. 148) et b^1_{2n+1} (p. 142), pour $\gamma = 1{,}4$; 1,5 ; $\pi/2$; 1,6 ; 1,8.

Les deux premiers coefficients permettent de contrôler le calcul de (5.10), déjà fait par une autre méthode sûre. Les deux suivants permettent le calcul de (5.11) et d'estimer la précision obtenue par le calcul direct de la série (2.12).

A remarquer que, pour $\gamma = \pi/2$:

$$\frac{B_0+tB'_0}{A^1_1\left(\frac{\pi^2}{4}\right)}=\sin\left(\frac{\pi}{2}t\right),$$

$$\frac{C_0+tC'_0}{A^1_1\left(\frac{\pi^2}{4}\right)}=-\cos\left(\frac{\pi}{2}t\right),$$

en raison de

$$S^{1(1)}_1\left(t;\frac{\pi}{2}\right)=-\frac{2}{\pi}\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}t\right)}{\sqrt{t^2-1}},$$

$$S^{1(2)}_1\left(t;\frac{\pi}{2}\right)=-\frac{2}{\pi}\frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}t\right)}{\sqrt{t^2-1}}.$$

6. Résultats numériques

Rappelons les données :

$2\,l$ (distance focale de l'ellipsoïde) = 1,5 m ;

$2\,b$ (diamètre de l'équateur) = 0,03 m ;

$c = 3.10^8$ m/s ;

$$\varepsilon_0=\frac{1}{36\pi 10^9}.$$

Il en résulte :

$$\operatorname{sh}\eta_0=\frac{b}{l}=0{,}02\,;\qquad \operatorname{ch}\eta_0=t\simeq 1{,}000\,2,$$

on a : $$\gamma=\frac{l}{c}2\pi f=\frac{\pi f}{2\cdot 10^8}.$$

On a fait varier la fréquence f de 89,13 MHz, qui correspond à $\gamma = 1{,}4$, à 114,59 MHz, qui correspond à $\gamma = 1{,}8$.

Les résultats sont exprimés sur la courbe (fig. 2) et sur le tableau ci-dessous.

On obtient une sorte de parabole dont le minimum est obtenu pour une fréquence légèrement inférieure à 100 MHz. Cette dernière fréquence correspondant à λ (longueur d'onde) = 3 m, soit environ le double de la longueur de l'antenne. Le minimum de R est approximativement égal à 72, 49 Ω.

Sur le tableau, on a comparé les résultats obtenus dans le calcul des fonctions radiales par les deux méthodes.

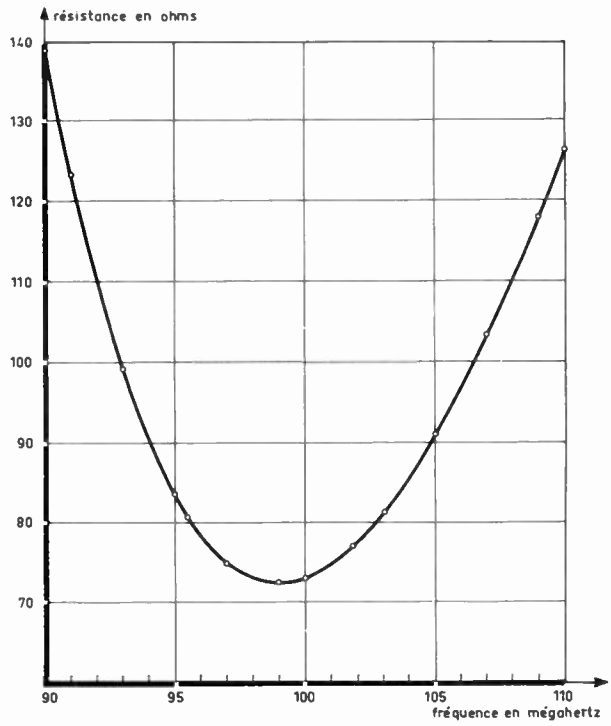


FIG. 2.

RÉSISTANCE DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE

f MHz	γ	Ps_1^1	$\frac{B_0+tB_0'}{A_1^1(\gamma^2)}$	$\frac{B_0+tB_0'}{A_1^1(\gamma^2)}$ tables	$\frac{C_0+tC_0'}{A_1^1(\gamma^2)}$	$\frac{C_0+tC_0'}{A_1^1(\gamma^2)}$ tables	D_0	D_0 tables	R ohms
89,13	1,40000	1,03701	0,89935	0,89942	1,13038	1,13160	2,08659	2,08948	155,223
90	1,41372	1,03770	0,90753		1,02424		1,87267		139,125
91	1,42942	1,03849	0,91687		0,90643		1,66227		123,305
93	1,46084	1,04010	0,93550		0,68212		1,34045		99,127
95	1,49226	1,04173	0,95404		0,47184		1,13284		83,511
95,49	1,50000	1,04214	0,95860	0,95861	0,42204	0,42300	1,09703	1,09783	80,808
97	1,52367	1,04339	0,97249		0,27446		1,02107		75,033
99	1,55509	1,04507	0,99085		0,08893		0,98970		72,494
100	$\pi/2$ 1,57080	1,04592	1,00000	1,00000	0	0	1,00000	1,00000	73,129
101,86	1,60000	1,04752	1,01694	1,01692	0,15679	0,15732	1,05875	1,05888	77,190
103	1,61792	1,04851	1,02730		0,24900		1,11734		81,307
105	1,64934	1,05026	1,04538		0,40345		1,25560		91,063
107	1,68075	1,05204	1,06337		0,54931		1,43251		103,542
109	1,71217	1,05384	1,08127		0,68721		1,64141		118,236
110	1,72788	1,05475	1,09018		0,75336		1,75605		126,276
114,59	1,80000	1,05898	1,13080	1,13080	1,03516	1,03953	2,35030	2,35930	167,652

Il y a lieu de remarquer que, dans la série (1.5), le premier terme est très prépondérant, le deuxième terme ne modifiant que le cinquième chiffre significatif de R. Au paragraphe 1, nous avions déjà vu que la convergence de cette série était excellente.

Finalement, les résultats obtenus sont très bons aux environs de 100 MHz, car alors B_0+tB_0' est grand par rapport à C_0+tC_0' dont le calcul est peu précis.

Les calculs ont été effectués sur C.D.C. 3600, à l'aide d'un programme écrit en ALGOL 60.

BIBLIOGRAPHIE

[1] POINCELOT P. — Précis d'électromagnétisme théorique. Dunod, 1963, pp. 420-428.

[2] ROBIN L. — Fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroïdales, t. 3, Gauthier-Villars, 1959.

[3] MEIXNER et SCHÄFKE. — Mathieusche Funktionen und Sphäroidfunktionen. Springer, 1954.

[4] STRATTON, MORSE, CHU, LITTLE et CORBATÓ. — Spheroidal wave functions. *M.I.T.*, 1956.

[5] ROBIN L. et BARRET H. — Développements asymptotiques des fonctions de Bessel, lorsque leur indice augmente indéfiniment, la variable restant fixe. Rapport technique du C.N.E.T., n° 1183, 1955.

[6] FLAMMER C. — Spheroidal wave functions ; monographie de l'Institut de Recherche de Stanford, 1957.

Robert BUREAU
1892 - 1965

PAR

B. DECAUX

Ingénieur en chef des Télécommunications
Ancien Président de la SFER

Après Léon BOUTHILLON, notre Société a encore perdu l'un de ses anciens présidents. Le 17 mars dernier s'éteignait subitement Robert BUREAU qui présida la Société des Radioélectriciens en 1947. Il me revient l'honneur d'apporter à sa mémoire un tribut d'admiration et de gratitude. Admiration pour l'homme et pour le savant ; gratitude de tous ceux qui, comme moi, ont eu le privilège de servir sous ses ordres, que ce soit à l'Office National de Météorologie, ou au Laboratoire National de Radioélectricité.

Né le 6 février 1892 à Cayeux en Santerre, reçu en 1911 à l'Ecole Polytechnique, Robert BUREAU y entra en 1912 et sortit dans l'artillerie en juillet 1914, tout juste pour partir en campagne. Grièvement blessé au cours de la retraite, il fut ramassé sur le champ de bataille de Guise par l'armée allemande et passa presque toute la guerre en captivité. Son esprit frondeur et ses tentatives d'évasion lui valurent d'être envoyé dans un camp de représailles où il contracta en 1917 la grave maladie dont les traces devaient marquer sa santé, sa vie durant. Évacué en Suisse, il y refit ses forces et, à la fin de 1918, il fut versé au Bureau Météorologique Militaire, alors rattaché au Service Géographique de l'Armée. En 1919, le Général FERRIÉ remarquait déjà ses aptitudes exceptionnelles pour cette radioélectricité qui devait devenir le domaine de toute sa carrière. A la fondation de l'Office National Météorologique, en 1921, il en dirigea le service des transmissions et progressivement, avec les années, il franchit les échelons de la hiérarchie jusqu'à être Sous-Directeur de l'Office de 1932 à 1939. C'est le premier juillet 1939 qu'il prit ses fonctions de Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité, qu'il assura d'abord dans les conditions dramatiques de la guerre ; il les conserva jusqu'à sa retraite en 1957, après avoir, entre temps, dirigé par intérim le Centre National d'Études des Télécommunications, pendant près d'un an.

Robert BUREAU était Commandeur de la Légion d'Honneur.

Cette froide liste de ses « états de service » ne donnerait, à elle seule, aucune idée de l'ampleur des recherches, des découvertes, des réalisations qui ont rempli sa carrière, non plus que de la place éminente que leur renommée lui a réservée dans les milieux scientifiques nationaux et internationaux. Il fit une œuvre de pionnier, avec des idées de génie, une audace et une ténacité incroyables, osant entreprendre des recherches qui, de nos jours, paraissent naturelles mais qui, à l'époque, semblaient friser la folie. J'en rappellerai tout à l'heure quelques exemples.

Robert BUREAU étendit son activité à tous les aspects de la radioélectricité et d'abord plus spécialement, bien entendu, à ses applications météorologiques. Mais cette météorologie, il la concevait dans son sens le plus large. L'ionosphère, qu'il baptisa « carrefour de recherches », c'était la météorologie des hautes altitudes ; les parasites radioélectriques atmosphériques, c'était la météorologie des orages. De plus, comme il eut la responsabilité des innombrables télécommunications nécessaires au rassemblement et à la diffusion des données météorologiques, il fut amené à étudier de très près la propagation des ondes. D'où, pour commencer, ses remarquables campagnes d'émissions, écoutées par un énorme réseau de bénévoles joint à des organismes officiels qui lui permirent, dès 1925, de tirer au clair, entre autres, les mystères des zones de silence des ondes courtes. Puis vinrent les essais à grande distance avec les navires météorologiques tels que le « Jacques Cartier » en 1926.

Il est impossible de citer tous ses travaux mais je voudrais en rappeler quelques-uns qui annonçaient prophétiquement certaines des applications les plus spectaculaires de la radioélectricité actuelle. Ils comptent aussi parmi ceux dont il était le plus fier, et à bien juste titre !

Tout d'abord dès 1927, avec P. IDRAC, il lançait le premier ballon-sonde météorologique muni d'un radio-émetteur transmettant automatiquement les observations effectuées ainsi *in situ* et qui s'enregistraient immédiatement au sol. Cette technique est maintenant universellement adoptée et devenue indispensable pour tous les services météorologiques ; c'est au point que le terme même de « radiosonde » imaginé par Robert BUREAU a reçu la consécration de tous les documents officiels

internationaux qui l'emploient toujours. Il faut penser aussi que, dès le début, cette « télémesure » utilisait des « impulsions codées » ; nous voyons là l'ancêtre de celles qui rendent possibles maintenant les recherches spatiales telles que l'étude de Vénus ou de Mars.

En 1932, R. BUREAU mettait au point son « radiogoniomètre à secteur étroit » (dont il donnait déjà l'énoncé en 1927), combinant deux cadres perpendiculaires pour obtenir l'enregistrement automatique de la direction des atmosphériques. N'est-ce pas une anticipation des « radio-compas » dont tant de versions ont vu le jour ?

Dès avant 1940, ses mesures de l'altitude des couches nuageuses au moyen de puissantes impulsions lumineuses préfiguraient les modernes radars à lasers.

Une autre dénomination que R. BUREAU fit adopter par le monde entier est celle des « Perturbations Ionosphériques à Début Brusque » (P.I.D.B.) qu'il mit en évidence en 1936. Il montra, pour la première fois, que ces perturbations, dues aux éruptions chromosphériques solaires, se manifestaient non seulement par une absorption des ondes courtes mais aussi par un renforcement des ondes très longues. C'est que ses études sur les atmosphériques l'avaient conduit à utiliser les foyers orageux comme autant d'émetteurs dont la réception permet d'étudier l'influence de l'ionosphère sur la propagation. De telles recherches avaient nécessité la réalisation non seulement du radiogoniomètre à secteur étroit déjà cité, mais aussi du « radiocinémographe » enregistrant la cadence des éclairs sur diverses fréquences, ainsi que des enregistreurs de niveau. L'examen du spectre, ainsi mis en évidence, permit de déduire une indication sur la distance des foyers orageux dont le goniomètre donnait la direction. Un réseau d'enregistrement couvrant une grande partie du monde, jusqu'à la Terre Adélie, fut établi. Il est assez piquant de constater que les études sur la propagation des ondes très longues, si bien poursuivies par Robert BUREAU, après avoir subi l'abandon et même le mépris des jeunes générations de radioélectriciens, retrouvent maintenant un brillant caractère d'actualité, principalement dans les problèmes de radionavigation et dans les questions de « sifflements ». Entre temps, le réseau équipé par R. BUREAU put participer aux recherches de l'Année Géophysique Internationale.

On ne s'étonnera pas que de telles études aient conduit R. BUREAU à publier près de cent cinquante articles et communications, dont douze dans notre Onde Electrique et quarante aux Comptes rendus de l'Académie des Sciences. Au Laboratoire National de Radioélectricité, il créa en 1940 les « Notes Préliminaires » qui comptèrent cent quatre-vingt-quatorze mémoires dont vingt-quatre portaient sa signature. Professeur à l'École Supérieure d'Électricité et à l'École Nationale Supérieure d'Aéronautique, il publia des cours qui firent autorité.

Je rappellais tout à l'heure les fonctions de Robert BUREAU dans les organismes nationaux. Il faut maintenant souligner le rôle de premier plan qu'il joua dans les instances internationales. C'est plus de soixante missions qu'il accomplit à l'étranger, la plupart comme représentant de la France à des Conférences et à des Congrès concernant la météorologie, l'aéronautique et la radioélectricité. Il y exerça très souvent les fonctions de rapporteur ou de président, et prit une grande part à l'élaboration des règlements internationaux. Dès 1927 à la Conférence des Radiocommunications de Washington, il défendit le fonctionnement des émissions météorologiques synoptiques menacées par les brouillages, et obtint l'attribution de fréquences exclusives. Il devait aussi participer activement aux Conférences qui suivirent, Madrid en 1932, le Caire en 1938. Pendant de longues années il assuma avec grand succès la présidence de la Commission Internationale de Météorologie Aéronautique. Que dire aussi de son activité au sein de l'Union Radioscientifique Internationale, l'U.R.S.I. ? Il participa à *toutes* ses Assemblées de 1927 à 1954 et s'y imposa rapidement. En 1946, il présida la Commission des Atmosphériques et ne la quitta en 1948 que pour devenir Président d'Honneur de l'Union. Son action fut également prédominante dans le Comité National Français de Radioélectricité Scientifique auquel il appartenait depuis 1927 ; il le présida de 1948 à 1951 et fut nommé Président d'Honneur. Il était également Membre d'Honneur de la Royal Meteorological Society, et Président d'Honneur de la Section de Magnétisme et d'Aéronomie du Comité National Français de Géodésie et de Géophysique.

J'en arrive à son rôle dans notre Société. Il en faisait partie depuis 1925. Membre du Conseil dès 1926 et à plusieurs reprises ensuite, il devint Vice-Président en 1934. Il succéda au R.P. LEJAY en 1947 à la présidence, l'année même où il présida aussi la Société Météorologique de France. Il prit toujours une part active aux réunions de notre Société et fit de nombreuses communications. Tant que son état de santé le lui permit, il assista aux réunions du Bureau et du Conseil. Il avait, en 1930, reçu le Prix de la Société à l'époque où elle s'appelait « les Amis la T.S.F. ». L'Académie des Sciences le couronna quatre fois, en particulier par le prix du Général FERRIÉ, en 1942.

Après avoir ainsi retracé la carrière et l'œuvre de Robert BUREAU, je dois maintenant rappeler ses exceptionnelles qualités humaines. Ceux qui l'ont connu avant la dernière guerre savent tous quel chef il était, actif, dynamique, entraînant, acharné, et toujours souriant malgré les difficultés. Mais l'élévation de son caractère se manifesta avec plus d'éclat lorsque les épreuves sans nombre vinrent s'abattre sur lui. Une inexorable maladie brisa l'essor de sa carrière et lui ravit les réalisations et les satisfactions qui s'offraient normalement à ses espérances. Son intelligence restée parfaitement lucide ne lui laissait aucune illusion sur l'évolution de sa maladie ; ses vingt dernières années virent progressivement l'immobilité et l'inaction le gagner. Pendant ce lent calvaire physique, les deuils les plus cruels vinrent accroître encore ses douleurs morales : son fils aîné disparu tragiquement dans les camps de concentration, son épouse succombant à la suite, elle aussi, d'un longue maladie, son plus jeune fils tombé en montagne... Robert BUREAU supporta toutes ces peines avec un courage et une dignité qui forcèrent l'admiration de tous ceux qui l'approchaient. Jamais une plainte, jamais une manifestation de mauvaise humeur ; toujours aimable, il cherchait encore à rendre service à ceux qui travaillaient sous ses ordres.

Il nous a laissé un souvenir et un exemple peu communs. Son souvenir, nous aurons tous à cœur de le garder dans notre mémoire ; son exemple, nous nous efforcerons de le suivre.

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

Colloque International de Commutation Électronique Paris, 28 mars - 2 avril 1966

Les travaux menés dans le domaine de la Commutation Électronique appliquée à la technique des Télécommunications ont pris, depuis quelques années, une ampleur considérable et commencent à donner naissance à des réalisations expérimentales intéressantes. C'est afin de faire le point des connaissances acquises, des développements techniques et industriels, ainsi que des résultats obtenus, et dans le but de confronter les diverses voies de recherches explorées dans les laboratoires, qu'aura lieu :

à Paris dans le bâtiment des Conférences de *l'UNESCO*
du 28 mars au 2 avril 1966

Le Colloque International de Commutation Électronique

Ce Colloque est organisé par l'Union des Associations Techniques Internationales (UATI) et la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens (SFER) ; il est placé sous le patronage de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) et de la Fédération Nationale des Industries Électroniques (FNIE).

Il fait suite au Colloque organisé à Londres en 1960 par « The Institution of Electrical Engineers » et à des symposiums organisés par les « Bell Telephones Laboratories » en 1957 et 1963.

Les communications seront constituées soit par des études originales, des rapports de « mise au point », relatifs à des ensembles de résultats, soit par des comptes rendus de travaux inédits concernant des problèmes particuliers, les uns et les autres entrant dans les limites du *programme* suivant :

Architecture des systèmes

- — organisation générale des réseaux,
- — structure des systèmes électroniques,
- — raccordement aux systèmes existants,
- — fiabilité des systèmes,
- — dimensions des systèmes.

Réseaux de connexion pour systèmes à commutation spatiale

- — points de commutation électroniques (à semiconducteurs),
- — points de commutation électromécaniques (relais à tiges, commutateurs crossbar, relais classiques).

Organes de commande

- — à logique câblée,
- — à programme enregistré en mémoire.

Programmation des systèmes électroniques
Systèmes de Commutation Électronique temporelle

- — systèmes de type analogique (PAM),
- — systèmes de type numérique (PCM, DELTA).

Dispositifs spéciaux pour système de commutation

- — circuits logiques,
- — mémoires,
- — éléments de connexion,
- — points d'exploration.

Aide apportée par les calculateurs aux systèmes de télécommunications

- — systèmes de télécommunication intégrés avec stockage intermédiaire,
- — taxation électronique,
- — observation de trafic,
- — gestion électronique des réseaux,
- — aide apportée par la simulation pour l'étude et la mise au point des équipements ainsi que pour leur programmation.

Les communications devront être présentées en Anglais ou en Français qui constituent les deux langues de travail du Colloque.

Le texte complet des communications sera publié dès l'automne 1966. La souscription sera ouverte pendant le Colloque. L'ouvrage sera édité par les Éditions Chiron, 40, rue de Seine, Paris 6e, qui publient *l'Onde Électrique*.

L'organisation du Colloque est assurée par un *Bureau* ainsi constitué : Président : M. Henri DOCQUIERT, SO.CO. TEL ; Vice-Présidents : MM. Charles LOYEN, FNIE et R. CABESSA, SFER ; Secrétaire général : M. L.J. LIBOIS, CNET ; Secrétaire général adjoint : M. A.J. PROFIT, CNET ; Contrôleur Financier : M. J.M. MOULON, SFER ; Trésorier : Mme FENOT, FNIE.

Ce bureau est assisté d'un *Comité d'Organisation* présidé par M. H. DOCQUIERT, d'un *Comité Conférences* présidé par M. L.J. LIBOIS et d'un *Comité d'Accueil* présidé par M. RUBY, FNIE.

Un *Comité Scientifique* est chargé de décider des questions de principe concernant le bon fonctionnement du Colloque.

Toute personne intéressée peut participer aux travaux du Colloque, à condition d'être régulièrement inscrite comme Congressiste.

D'ores et déjà, le Secrétariat du Colloque a reçu 1 200 demandes de participation provenant de nombreux pays et 150 projets de Communications ont été proposés et vont faire l'objet d'un premier examen par le Comité Conférences. Ces chiffres indiquent tout l'intérêt que présente le sujet retenu pour ce Colloque.

Les inscriptions sont reçues au Secrétariat du Colloque directement ou par l'intermédiaire de l'Agence Havas la plus proche du domicile de l'intéressé.

Les organisateurs se réservent le droit de prononcer la *clôture des inscriptions* à partir du 1er mars 1966 si l'effectif des participants inscrits à cette date en fait apparaître la nécessité.

D'autre part, les *Auteurs des Communications* devront avoir envoyé leur fiche d'inscription avant le *1er janvier 1966*, accompagnée du Résumé des Communications (25 lignes) rédigé, par leurs soins, soit en Anglais, soit en Français.

Le droit d'admission pour chaque congressiste est fixé de la manière suivante :

— 120 F pour toute personne non membre de la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens ou de la Société Française des Électriciens,

— 100 F pour toute personne membre de l'une de ces Sociétés.

Tous les versements doivent être effectués :

— soit directement au Colloque par chèque bancaire au nom du Colloque International de Commutation Électronique, 16, rue de Presles, Paris 15e, ou par virement postal au C.C.P. N° 71-88, Paris ;

— soit entre les mains de l'Agence « Havas » la plus proche du domicile de l'intéressé.

Toute la correspondance est à adresser au Colloque International de Commutation Électronique, 16, rue de Presles, Paris 15e, France.

Le Règlement du Colloque sera diffusé fin novembre à toutes les personnes qui auront indiqué leur intérêt pour cette manifestation.

Le *Guide du Congressiste*, contenant les programmes quotidiens, fera l'objet d'une diffusion au début de mars 1966 au profit des participants qui auront réglé le droit d'admission.

Le Dossier de Travail, comprenant les résumés des communications sera remis aux congressistes à leur arrivée à Paris. Le Service d'Accueil fonctionnera dans le Bâtiment des Conférences, 125, avenue de Suffren, Paris 7e, à partir du samedi 26 mars, 10 heures du matin.

Installation du Bureau provisoire du groupe régional Toulouse-Pyrénées de la SFER

Allocution* de M. J. LAGASSE, Président provisoire

Vous me permettrez, avant toute chose, de saluer le Professeur GRIVET, Président National de la SFER, dont nous autres, Universitaires, connaissons bien les nombreuses et lourdes occupations et de le remercier d'avoir bien voulu demeurer à Toulouse en cette fin de journée pour procéder à l'installation officielle du groupe régional TOULOUSE-PYRÉNÉES de la SFER.

Mais, allez-vous me dire, pourquoi implante-t-on maintenant, à Toulouse et dans sa région, une nouvelle organisation alors qu'il existe déjà des sociétés scientifiques semblables dont on peut apprécier l'activité ?

C'est avant tout parce que nous nous sommes trouvés, un certain nombre, à penser que le temps était venu de faire reconnaître, par ce moyen supplémentaire, à la fois sur les plans scientifique et technique, la vocation de Toulouse et de sa région dans les domaines que couvre justement la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens. On sait, en effet, que la SFER possède des sections d'études qui s'intéressent, à côté des aspects traditionnels de l'Électronique (Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision), aux autres aspects non moins fondamentaux de cette discipline : Calculateurs électroniques - Automatisme - Électronique Nucléaire et Corpusculaire - Composants, etc.

Or, si l'on considère les disciplines inscrites à l'affichage des Facultés des Sciences dans les métropoles d'équilibre, on observe avec satisfaction que Toulouse comporte l'Informatique, l'Automatique et le Génie Électronique parmi les disciplines affichées et que notre ville doit disposer d'un centre de calcul de catégorie A, c'est-à-dire de moyens très importants dans le domaine du calcul numérique et du traitement de l'information.

A cette vocation, Toulouse a d'ailleurs déjà en partie répondu et il suffit de regarder autour de soi pour faire un bilan rapide des moyens dont dispose dès à présent notre métropole.

C'est tout d'abord le Laboratoire d'Optique Électronique du CNRS, la « boule » comme dit le Toulousain, dirigé par le Professeur DUPOUY, ancien Président de la SFER, Laboratoire qui détient le plus puissant microscope électronique du monde.

C'est l'Institut de Calcul Numérique du Professeur DURAND, l'un des trois grands centres français spécialisés dans l'analyse numérique et le traitement de l'information déjà puissamment fourni et qui, dans le cadre du Ve Plan, comme je l'indiquais tout à l'heure, complètera son équipement par l'acquisition d'une calculatrice encore plus puissante et rapide.

C'est le Centre d'Information Appliquée du Professeur LAUDET qui, avec l'acharnement et le dynamisme qu'on lui connaît, s'assure tous les jours, dans le domaine de l'Informatique, une place de plus en plus éminente.

C'est le Centre de Physique Nucléaire du Professeur BLANC qui développe d'importants travaux dans le champ immense que constitue l'Électronique nucléaire.

C'est le Centre d'Études Spatiales des Rayonnements du Professeur CAMBOU, qui, bien que de création toute récente, peut mettre déjà à son actif d'intéressants succès dans les expériences de Physique Spatiale par ballons sondes et fusées.

C'est aussi le Laboratoire de Physique du Solide des Professeurs FERT et GAUTIER, les Services de Recherches des Professeurs LAFOURCADE, COUCHET, etc., qui poursuivent et développent leurs recherches fondamentales dans les domaines que n'ignore pas l'Électronique.

* Prononcée le 12 octobre 1965 en présence du Président GRIVET, lors de l'installation du bureau du nouveau groupe régional de la S.F.E.R. On lira dans le numéro d'octobre 1965, page 1246, le compte rendu de cette cérémonie.

Ce sont les Laboratoires de l'ENSEEHT, celui d'Électronique et Haute Fréquence du Professeur DUPIN, celui de Semiconducteurs du Professeur BIREBENT, celui d'Électrotechnique et d'Électronique Industrielle du Professeur TEISSIE-SOLIER, le Laboratoire de Génie Électrique qui s'efforcent chacun de couvrir, en un spectre aussi continu que possible, la gamme des fréquences de l'Électronique.

Ce sont les Laboratoires qui s'installent à l'INSA et qui commencent à fonctionner en travaillant en étroite symbiose avec leurs aînés.

C'est enfin le Laboratoire d'Automatique et de ses Applications Spatiales du Centre National de la Recherche Scientifique qui, très bientôt, va venir ajouter une pierre à ce bel ensemble que constitue l'équipement scientifique de Toulouse et que notre métropole met largement à la disposition de sa région et du pays.

Ainsi l'existence de ce potentiel de recherches s'appuyant sur les établissements d'enseignements, Facultés et Ecoles d'Ingénieurs, existant ou à créer, nous a tout naturellement conduit à faire nôtre, sur le plan régional, l'action que mène, à l'échelon national, la SFER, action dont je me permets de vous rappeler l'objectif extrait de l'article premier de ses statuts :

« Contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ».

Le groupe régional de la SFER, au baptême duquel nous procédons aujourd'hui, devra donc, ce sera sa mission fondamentale, s'attacher à cet objectif et nous savons qu'il pourra compter pour remplir sa tâche sur l'aide de groupements plus anciens et plus chevronnés : c'est l'Union des Ingénieurs de la Région de Toulouse aux destinées de laquelle préside le Professeur FARRAN, Directeur Général de l'INSA, le groupe régional de la Société Française des Électriciens que préside, depuis de nombreuses années, le Professeur ESCANDE et dont la cheville ouvrière est le Professeur TEISSIE-SOLIER qui occupe le fauteuil du Secrétaire général, c'est aussi le groupe régional de la Société Française de Physique que préside le Professeur DURAND, et l'Association des Ingénieurs Civils de France qu'anime M. DUSSARTE. Qu'en retour, ces groupes et associations sachent qu'ils peuvent, eux aussi, compter désormais sur la collaboration dévouée et, espérons-le, efficace de l'Association que nous mettons en place aujourd'hui.

Certes sur les plans intellectuel et scientifique, nous sommes assurés, ne serait-ce que par l'énumération à laquelle je me livrais tout à l'heure, de pouvoir remplir la mission que se fixe la SFER : Les JOURNÉES D'ÉLECTRONIQUE DE TOULOUSE et le succès qu'elles ont rencontré l'an passé, ont prouvé et prouveront, puisqu'elles deviennent désormais annuelles, que notre métropole peut efficacement contribuer à l'action de la SFER sur ces deux plans.

Mais notre objectif ne peut se limiter à faire reconnaître Toulouse comme un excellent producteur et exportateur de matière grise. Il faut que notre action, et c'est aussi le but de la Société, s'étende au domaine industriel, support indispensable au développement économique de notre région dont l'équilibre demeure encore précaire.

Bien sûr, nous comprenons les efforts et nous partageons les soucis des organismes gouvernementaux qui s'attachent à entraîner et à développer dans l'Ouest de la France un ensemble de moyens propres à y asseoir une ossature scientifique, technique et industrielle telles que nos provinces de l'Ouest bénéficient, dans le domaine de l'Électronique notamment, d'une partie de cette décentralisation industrielle qui constitue le vœu et l'espoir de presque toutes les provinces françaises.

Mais il est utile de souligner que si l'Électronique peut être considérée comme une fin en soi, notamment pour certains aspects de la Recherche Scientifique avancée, elle est aussi et, parfois, surtout un moyen parmi les plus puissants que l'homme ait eu jamais à sa disposition pour parvenir à d'autres fins.

Peut-on concevoir, par exemple, que l'on aurait pu développer la Physique Nucléaire et ses nombreuses applications sans le support des moyens qu'apporte l'Électronique pour les mesures, les commandes à distance, les automatismes... ? Non, Saclay, Grenoble, Cadarache l'ont bien compris qui ont installé près de leurs centres ou à l'intérieur même de ceux-ci de puissants services d'Électronique et d'Instrumentation, et qui s'appuient sur des complexes industriels également puissants aussi bien à Paris qu'en Province.

Concevrait-on de même que notre région, dont on a reconnu en haut lieu la vocation aéro-spatiale (et il s'agit là certes d'un avenir prometteur et brillant), puisse assumer ses responsabilités sans que se développent parallèlement les moyens relevant de l'Électronique, du Calcul Numérique, de la Mécanique, de l'Automatique, etc. et ceci particulièrement dans le domaine industriel ?

Tel est donc aussi le but que nous devons inlassablement poursuivre et le groupe régional de la SFER doit pouvoir apporter sa contribution originale à cette œuvre à laquelle nombre de personnalités nationales, régionales et locales s'attachent déjà avec une constance et un dévouement qu'il convient de souligner.

Voilà en quelques mots le programme que l'on peut proposer à notre groupe régional ; il est, sans doute, ambitieux et aussi plein d'embûches, mais il reste à la mesure d'une Société comme la nôtre, sachant par ailleurs que nos efforts seront unis à ceux des autres organismes et groupements qui ont déjà entrepris une tâche analogue.

Mais ceci constitue, pour l'instant, une simple déclaration d'intention et il n'entre pas dans l'objectif du Bureau provisoire du groupe régional que je représente ici, de remplir la mission du Bureau définitif qui ne saurait être qu'élu dans des conditions véritablement démocratiques, à l'occasion d'une Assemblée Générale réunissant tous les membres titulaires de la SFER résidant dans la région. Cette Assemblée pourrait, pensons-nous, se tenir au mois de mars prochain, pendant les JOURNÉES D'ÉLECTRONIQUE 1966.

D'ici là, votre bureau provisoire aura pour principale mission d'établir le règlement de notre groupe et d'implanter, plus fortement qu'elle ne l'est déjà, la SFER dans notre région.

Pour cette tâche transitoire, le Conseil d'Administration de la SFER m'a accordé sa confiance et je tiens à l'en remercie. Que le Président GRIVET sache, en tous cas, qu'il existe à Toulouse bien des personnalités qui possèdent beaucoup plus de compétence que moi-même pour présider aux destinées de ce groupe régional, ce qui doit le rassurer d'ailleurs aussi sur le fait que notre Association ne se trouvera jamais devant l'obligation d'avoir recours à un Président inamovible. Je veux supposer que c'est à ma réputation « de boutefeu », bien surfaite d'ailleurs, que je dois d'avoir été désigné pour assurer le rôle qu'il a bien voulu me confier. Mais quelles qu'en soient les raisons, le Président GRIVET peut être certain que tous les membres du Bureau provisoire sont prêts à répondre à ce témoignage de confiance et à apporter leur collaboration dévouée à la mise en place définitive de la SFER à Toulouse et dans la région.

C'est d'abord le Professeur CAMBOU qui assurera la vice-présidence du Bureau où il représentera ainsi plus particulièrement tous les Laboratoires groupés sur le terrain de la Nouvelle Faculté des Sciences. C'est le Professeur CASSIGNOL, Maître de Conférences à l'INSA, qui, outre la représentation de cet établissement, remplira le rôle difficile et nécessairement actif de Secrétaire général. C'est enfin, un de mes collaborateurs directs, M. DESMOUTIER, qui a bien voulu se charger de la tâche ingrate réservée, dans toute Association, au Trésorier.

Cette équipe est prête, Monsieur le Président, à assumer, dans l'immédiat, les tâches de gestion et d'organisation nécessaires avant de transmettre le flambeau au Bureau définitif que nous installerions en mars.

Avant d'en terminer, je tiens à renouveler mes remerciements au Président GRIVET et aussi saluer et remercier les nombreuses personnalités qui ont bien voulu se pencher sur le berceau de notre nouveau groupe en s'associant à notre manifestation. Merci enfin à tous ceux qui, par leur présence, nous apportent leur témoignage de sympathie ; longue vie et succès au Groupe Régional TOULOUSE-PYRÉNÉES de la SFER !

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs 2 en 10^{-10}

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Octobre 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 150,4	—	—
2	—	—	—
3	— 150,8	—	—
4	— 150,8	—	—
5	— 151,5	—	— 150,7
6	— 151,3	—	—
7	— 151,3	— 150,4	— 150,3
8	— 151,3	— 150,3	— 150,2
9	— 150,6	— 149,9	— 150,3
10	— 150,4	— 150,4	— 150,3
11	— 149,3	— 149,9	— 150,3
12	— 150,1	— 150,4	— 150,5
13	— 150,2	— 150,5	— 150,3
14	— 150,4	— 150,2	— 150,4
15	— 150,6	— 150,4	— 150,2
16	— 149,1	— 149,9	— 150,0
17	— 149,9	— 149,8	— 149,8
18	—	— 149,9	— 149,8
19	— 151,2	— 150,3	— 149,8
20	— 149,8	— 150,8	— 150,2
21	— 149,8	— 150,3	— 149,5
22	— 150,8	— 150,1	— 149,0
23	— 150,4	— 149,8	— 150,4
24	— 150,4	— 150,3	— 150,6
25	— 150,1	— 149,8	— 150,1
26	— 149,9	— 150,1	— 149,9
27	—	— 149,1	— 149,8
28	— 150,0	— 149,7	— 149,6
29	— 150,1	— 150,9	— 149,8
30	— 150,1	— 149,7	—
31	— 150,1	— 150,3	— 149,8

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb 2.

Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs 2.

PUBLICATIONS TECHNIQUES DE LA C.I.F.T.É.

La Cie Industrielle française des Tubes Electroniques annonce qu'elle vient de publier sous le titre : « Méthode générale de calcul des conditions de fonctionnement des tubes électroniques et des circuits associés », deux brochures ayant respectivement pour sous-titre : « Cas du tube triode » et « Cas du tube pentode ».

La méthode de calcul présente l'avantage de ne pas être limitée au seul régime dynamique. Elle permet, par des calculs algébriques simples, d'obtenir tous les renseignements désirables sur les conditions d'équilibre statique et d'exprimer les fonctions de variables quelconques.

Notons que, pour la symbolisation, il a été utilisé la recommandation 323 du SITELESC qui vient de paraître.

Ces brochures seront adressées sur simple demande faite à C.I.F.T.É., 50, rue J.-P.-Timbaud, 75. Courbevoie.

ASSOCIATION SCIENTIFICO TECHNIQUE POPOV POUR LA RADIOTECHNIQUE ET L'ÉLECTROLIAISON

Nous donnons ci-après la suite des titres des conférences prononcées au cours du XXI[e] Congrès National Scientifique de la Journée de la Radio (Moscou, 12-16 mai 1965).

Nous rappelons à nos lecteurs qu'ils trouveront au secrétariat de la SFER, 10, av. P.-Larousse, à Malakoff, les résumés en russe de ces conférences.

7. SECTION DE L'ÉLECTRONIQUE

V.I. GAIDOUK. — *Equations de Maxwell et équation du champ self consistant pour des faisceaux curvilinéaires de particules chargées.*

B.M. BOLOTOVSKY, G.V. VOSKRESENSKY, V.I. GAIDOUK, N.A. OVTCHINNIKOVA, A.M. KHARTCHENKO. — *Interaction entre des particules chargées et les structures périodiques de la bande optique.*

O.A. TRETIAKOV, A.I. ZVIK, E.I. TCHERNIAKOV, V.P. CHESTOPALOV. — *Rayonnement d'un faisceau d'électrons se déplaçant au-dessous d'un réseau de diffraction.*

A.D. VLASOV. — *Calcul de la conductivité électronique de la forme de l'onde de charge d'espace.*

U.Ia. UROV. — *Transformation du champ transverse d'un faisceau électronique au moyen de lentilles électrostatiques.*

B.S. DMITRIEV, U.D. GEARKOV. — *Sur le calcul de l'atténuation complète de l'onde dans le comportement non linéaire des TPO.*

V.I. NAIAKOV, D.I. TROUBEZKOV, V.N. CHEVTCHIK. — *Conditions de la suppression complète du signal dans les TPOM.*

D.P. ZARAPKIN. — *Application du couplage inverse pour l'accroissement du gain et la largeur de bande des klystrons amplificateurs.*

G.L. SOBOLEV, A.V. SOBOLEVA. — *Sur quelques particularités de l'accord de fréquence au moyen de tensions dans les magnètrons à anode solide.*

A.I. TERESTCHENKO, A.G. CHEYN, A.E. SAYZEV. — *Sur le choix des formes d'anodes dans les magnétrons.*

N.S. BOUNINA, A.M. OSTAPENKOV. — *Focalisation d'un faisceau creux d'électrons au moyen de champs magnétiques inverses.*

N.I. ITKIN, A.B. KISELEV, A.N. LOUKIANOV. — *Au sujet de la prévision de la durée de vie des tubes.*

R.B. BELIAEV, E.V. BUKHOVSKAIA, A.M. KHARTCHENKO. — *Recherches sur le duoplasmatron en tant que source d'ions à haute densité du courant émis.*

A.M. ERKIN, A.N. KORABLEV. — *Etude du fonctionnement du tube modernisé MTX-90 en régime alternatif.*

O.A. SINOVIEV. — *Interféromètre radio à réponse rapide pour l'étude des plasmas gazeux.*

I.P. IAKIMENKO. — *Rayonnement thermique d'un plasma magnéto-actif confiné par UHF.*

L.I. IONOVA. — *Tube oscillographique utilisé comme oscillateur avec un signal électrique de sortie correspondant à l'information inscrite.*

R.I. CHIPER. — *Nouveau tube à mémoire pour l'étude du processus monocycle dans la bande de fréquence jusqu'à 25 MHz.*

G.A. SEYTLENOK. — *Sur le calcul du circuit grille d'un oscillateur à triode.*

8. SECTION DES MESURES RADIO ET MICROONDES

V.G. CHOULGA, A.G. CHEYN, A.I. TERESTCHENKO. — *Méthode de mesure de l'impédance shunt de structures à ondes lentes.*

N.I. MENCHOV. — *Le fréquencemètre électroluminescent.*

N.I. GOLDBERG. — *Nouvelle méthode de mesure des caractéristiques statistiques des variations forfuites de la phase des signaux.*

IA. P. ZAR. — *Convergence du Q mètre avec un circuit de mesure parallèle.*

9. SECTION DE LA RADIOTECHNIQUE GÉNÉRALE

P.A. BACOUT. — *Sur les possibilités potentielles de la localisation à l'aide des signaux de structure quantique.*

D.D. KLOVSKY, B.I. NICOLAEV. — *Les fondements de la théorie et la réalisation d'un système de communication discret, à prédiction et à modulation de phase (S.P.P.), prévu pour fonctionner dans des canaux radio à quelques faisceaux, en présence d'échos.*

Ch. M. TCHABDAROV. — *Un phénomène d'excès de l'écart des paramètres dans les canaux et son utilisation dans le récepteur-adapteur.*

L.N. MORGOUNOV. — *Intermodulations, dans les systèmes de communications multiplex et radio, avec des objets mobiles pendant la séparation de fréquences des canaux.*

B.I. NICOLAEV. — *Les résultats de la réalisation d'un prototype de système de communication avec impulsion de test et modulation de phase (S.I.I.-M.P.) prévu pour fonctionner dans des radio-canaux à quelque faisceaux avec échos.*

A.G. ROUTCAS. — *Les opérateurs non-conjugués dans la théorie des circuits électriques.*

V.P. CHACHERIN. — *L'application des polynômes de Tchebychev pour le calcul des paramètres des amplificateurs à large bande.*

A.A. LVOVITCH. — *Sur le principe d'affaiblissement des actions paramétriques dans l'équipement radioélectronique.*

L.G. DORFMAN. — *Sur la forme d'un circuit symétrique en volume à 12 pôles.*

V.A. LOSSOVSKY. — Sur quelques possibilités de la ligne *RC avec une résistance non-linéaire.*

I.G. KHANOVITH, G.G. IANOVSKY. — *Sur la découverte des régularités cachées.*

V.G OSSIPENKO. — *La synthèse des séries trigonométriques et numériques et des polynômes à l'aide des transformations intégrales.*

V.G. OSSIPENKO. — *La synthèse des spectres de corrélations et d'énergie donnée par les séries de Fourier.*

S.S. BEC. — *Les théorèmes de spectres.*

N.I. GOLDBERG. — *Les évaluations nouvelles des paramètres probabilistes et leurs propriétés statistiques.*

V.V. MALANOV. — *Une nouvelle espèce de modulation d'impulsion en durée à une cadence et sa théorie.*

Ch. M. TCHABDAROV. — *Sur la détermination des coïncidences de radio-impulsions avec des fréquences de porteuses proches.*

M.I. FINKELCHTEYN. — *Sur quelques particularités de la synthèse d'accumulateurs de signaux à impulsions.*

A.V. DEMTCHOUK. — *Le calcul de limiteurs doubles successifs en tenant compte de la distorsion de phase.*

V.N. MEDVEDEV. — *Sur une méthode de calcul de la durée des transitoires dans les triggers de modulation d'impulsions en présence d'une action extérieur arbitraire.*

A.A. LVOVITCH. — *Sur les problèmes de la réalisation de circuits oscillateurs à haute stabilité.*

O.A. KOURDUMOV, I.I. MINAKOVA. — *Sur quelques régimes de la stabilisation de fréquence des oscillations dans un système à trois circuits.*

B.G. KADOUC. — *Sur la question des régimes de fonctionnement des convertisseurs de fréquence.*

B.E. PETROV. — *Multiplicateurs de fréquence utilisant la capacité non linéaire des jonctions p n.*

A.A. KOURAEV. — *Les oscillations parasites dans les oscillateurs de type E liées à l'action des champs haute fréquence de charge d'espace.*

V.G. OSSIPENKO. — *Les fonctions de type « escalier » et leur représentation par des séries de Fourier. Application aux problèmes de radiotechnique et de communication électrique.*

AG. GOLOUBKOV. — *La qualité des lignes à retard LC complexes non corrigées en cas de pertes résistives.*

V.A. RAYKHLIN. — *La synthèse de la ligne à retard artificielle par l'approximation des paramètres du quadripôle équivalent à un segment de la ligne longue idéale.*

V.M. DACHENKOV, V.S. ILYIN, N.P. DEMTCHENKO. — *Sur la mesure de l'impédance caractéristique à l'aide des bâtonnets diélectriques.*

A.A. BOKOUNIAEV. — *Les stabilisateurs de tension avec régulation à deux positions.*

I.A. MKRTCHIAN. — *Paramètres dynamiques des stabilisateurs de tension transistorisés.*

10. SECTION D'APPAREILS ÉMETTEURS

I.A. POPOV. — *Les appareils émetteurs à transistors.*

G.P. SADEREY. — *Méthode approximative de l'analyse harmonique du courant collecteur d'un transistor.*

G.P. SADEREY. — *Méthode pour calculer le bilan énergétique d'un oscillateur ou d'un générateur à transistors.*

V.M. BOGATCHEV. — *Circuits optimaux pour oscillateurs transistorisés*

B.D. SVERDLOV. — *Sur le calcul d'un oscillateur micro-onde à triode.*

B.D. SVERDLOV. — *Sur le courant induit dans le circuit anodique d'un oscillateur micro-onde à tétrode.*

G.B. ALTCHULLER. — *Oscillateurs de fréquence variable contrôlés par quartz.*

U.B. NESVIJSKY. — *Théorie des oscillations stationnaires forcées dans les circuits des émetteurs utilisant des bobinages à ferrites.*

A.S. KRIVOGOUSOV. — *Sur la question de la réalisation d'émetteurs ondes courtes à large bande.*

U.S. TCHUEV. — *La question de l'accroissement de la sécurité des émetteurs à haute puissance.*

A.G. VOLPIN. — *Contrôle automatique des émetteurs.*

11. SECTION DE LA PROPAGATION DES ONDES

N.P. ANADOV, A.E. BACHARINOV, K.P. KIRDIACHEV, B.G. KOUTOUZA. — *Fluctuactions du rayonnement radio d'une atmosphère nuageuse dans la bande millimétrique.*

K.M. KOSSIKOV. — *Conditions physiques de l'ionosphère produisant la réflection des ondes ultra-courtes et la non distorsion des impulsions très courtes.*

D.I. CHEYMAN. — *Étude de la phase d'un signal en onde courte.*

K.K. TOVAR. — *Diffractions des ondes électromagnétiques sur des solides en rotation, lors d'une irradiation en impulsions.*

12. SECTION DE LA RADIODIFFUSION ET DE L'ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

L.B. PREYSER. — *La statistique des réflexions de haut niveau dans les salles.*

P.G. TAGUER. — *La transmission du son en cas d'un très grand nombre de canaux de communication.*

G.K. KLIMENKO. — *Sur les distorsions d'interférence apparaissant pendant la transformation d'un enregistrement stéréophonique en un enregistrement monophonique.*

L.G. LICHIN. — *Le canal vidéo transistorisé du magnétoscope de reportage à 4 têtes magnétiques.*

I.I. MEDNIKOVA. — *Sur quelques causes de bruit pendant les silences.*

I.V. ELAGIN. — *L'influence des champs magnétiques supplémentaires sur le processus de visualisation ferrographique.*

R.R. ARNOLD, L.Ia. ANANKO. — *L'étude d'un enregistrement d'impulsions sur fil magnétique.*

P.G. TAGUER, S.A. ANISSIMOV. — *Sur quelques études de la modulation de fréquence et de la démodulation en cas d'enregistrement magnétique vidéo.*

V.A. SEVRUGUIN. — *Les systèmes de lecture magnétique (revue générale).*

A.I. VITCHES. — *Sur l'ensemble des méthodes de calcul du système d'enregistrement magnétique des signaux impulsionnels.*

5e RÉUNION DU COMITÉ D'ÉTUDES 45 DE LA COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE (C.E.I.) : « APPAREILS ÉLECTRIQUES DE MESURE UTILISÉS EN RELATION AVEC LES RAYONNEMENTS IONISANTS »

Le Comité d'Études 45, du 20 au 24 septembre 1965, a tenu à New York sa 5e réunion plénière, sous la présidence de M. AUZOUY (France). Les délégués assistant à cette réunion étaient au nombre de 41, appartenant à 10 pays (*). C'est dire l'intérêt suscité par les travaux de ce comité depuis sa première réunion, il y a 5 ans. L'Organisation Internationale de Normalisation (ISO) et la Commission Internationale des Unités Radiologiques (CIUR) avaient envoyé des observateurs. L'observateur de l'Agence Internationale de l'Énergie Atomique s'était excusé de ne pouvoir venir à New York par suite de la réunion, à la même époque, de la Conférence Générale de l'A.I.E.A. à Tokyo.

D'importantes décisions ont été prises par le Comité au cours de cette réunion plénière, notamment :

A) Transformation du groupe de travail n° 8 « Radioprotection » en un sous-comité, le SC 45 B « Instrumentation pour la Radioprotection » dont la présidence est confiée au Professeur RISPOLI (Italie) et le secrétariat au Comité Italien.

B) Demande au Comité d'Action de diffuser à tous les pays, suivant la procédure de la C.E.I. (enquête internationale avec vote à l'expiration du délai), les 7 projets suivants :

a) Recommandations concernant l'instrumentation des réacteurs nucléaires.

b) Principes généraux de l'instrumentation des réacteurs.

c) Tensions d'alimentation des appareils nucléaires à transistors.

d) Diamètres extérieurs des sondes cylindriques de détection.

e) Diamètres des coupelles porte-source.

f) Dimensions mécaniques des châssis pour les appareils d'électronique nucléaire.

g) Alimentation des appareils de prospection portés par véhicule.

Le SC 45 A et 6 groupes de travail du CE 45 ont profité de la présence à New York de leurs experts pour se réunir également. Ci-dessous un bref aperçu de leurs travaux :

SC 45 A : Instrumentation des réacteurs : M. S. HANAUER (U.S.A.), Président ; M. J. WEILL (France), Secrétaire.

GT. A1. — Mise au point définitive du document cité en B-a). — Préparation d'un nouveau document concernant les équipements de protection des réacteurs nucléaires.

GT. A2. — Mise au point définitive du document cité en B-b). — Préparation d'un projet de recommandations « Caractéristiques et Méthodes d'essai des Périodemètres à courant continu ».

G.T. 1. — Classification-Terminologie : M. AUZOUY (France), Président.

— Edition de la Publication 181 A, traduction en 9 langues des termes de la Publication 181 « Inventaire d'appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les rayonnements ionisants ».

— Préparation d'un premier additif à la Publication 181.

GT. 3. — Interchangeabilité : M. BOHME (Allemagne), Président.

— Mise au point définitive des documents cités en B-c) d) e) f).

— Projets de normalisation :

des signaux entre passeurs automatiques d'échantillons et les ensembles de comptage ;

des dimensions mécaniques des bâtis et des fixations de châssis ;

tolérances des tensions régulées d'alimentation.

GT. 6. — Appareils électriques de mesure utilisant une source de rayonnement ionisant. En l'absence de M. STEUDEL (Allemagne), la présidence a é.é assurée à New York par M. GOLDMANN (Italie).

— Etablissement d'un inventaire des caractéristiques des appareils industriels utilisant des sources de rayonnement.

GT. 7. — Méthodes d'essai : M. TEN HAAF (Pays-Bas), Président.

— Mise au point du projet de recommandation concernant les méthodes générales d'essai.

— Projet d'essais normalisés pour la mesure des paramètres des alimentations stabilisées d'utilisation courante dans les centres nucléaires.

Le GT. 7 avait émis, peu avant la réunion de New York, deux documents :

— Projet d'essais normalisés pour la mesure des paramètres des amplificateurs linéaires d'impulsions.

(*) Allemagne, Etats-Unis d'Amérique, France, Italie, Pays-Bas, Roumanie, Royaume-Uni, Suède, Suisse, U.R.S.S.

— Projet d'essais normalisés pour la mesure des paramètres des amplificateurs linéaires pour courant continu.

Il compte étudier des méthodes d'essai concernant les appareils suivants : échelles de comptage, discriminateurs, générateurs d'impulsions.

GT. 8. — Radioprotection : M. RISPOLI (Italie), Président.

Ce groupe a préparé deux projets de recommandations concernant, l'un les signaleurs, moniteurs et contaminamètres surfaciques alpha, l'autre les signaleurs, moniteurs et contaminamètres surfaciques bêta.

Il prévoit, par la suite, l'étude de plusieurs recommandations concernant :

a) Les signaleurs, moniteurs et contaminamètres surfaciques alpha-bêta.

b) Les débitmètres d'exposition.

c) Les contaminamètres alpha des sols.

d) Les moniteurs de contamination alpha des mains et des tenues de travail.

GT. 9. — Détecteurs de rayonnement : M. COSTRELL (U.S.A.), Président.

Ce groupe, créé lors de la précédente réunion du CE. 45 à Genève, tenait à New York sa première réunion. Il a d'abord défini ses objectifs immédiats et ses méthodes de travail. Ensuite, après avoir établi des projets de documents concernant, entre autres :

— Les méthodes d'essai de l'électronique associée aux détecteurs semiconducteurs ;

— Les méthodes d'essai des détecteurs semiconducteurs ;

Il a inscrit à son programme de travaux futurs :

— Les tubes compteur Geiger-Müller ;

— Les tubes compteurs proportionnels ;

— Les tubes photomultiplicateurs ;

— Les scintillateurs.

Deux groupes de travail n'ont pas pu se réunir à New York, mais ont effectué depuis la réunion précédente un important travail par correspondance, ce sont :

1° *Le GT. 2. — Sécurité :* M. DAGG (Royaume-Uni), Président.

Ce groupe prépare des projets de recommandations sur la sécurité des appareils électriques de mesure qui tiennent compte d'une part des règles de sécurité générales pour les appareils de mesure électroniques et d'autre part des règles particulières dues au fait que les appareils du domaine du CE. 45 sont utilisés en présence de rayonnements ionisants.

2° *Le GT. 5. — Prospection et industrie minière :* M. LECOQ (France), Président.

Ce groupe a préparé un projet de recommandation concernant certains critères de fonctionnement des appareils électriques de son domaine. Il est envisagé :

— De définir les conditions mécaniques et climatiques que les appareils doivent pouvoir supporter,

— De normaliser une unité de mesure qui servira à la graduation des appareils de radioprospection.

NOUVEAUX TUBES A ONDE PROGRESSIVE DE PUISSANCE

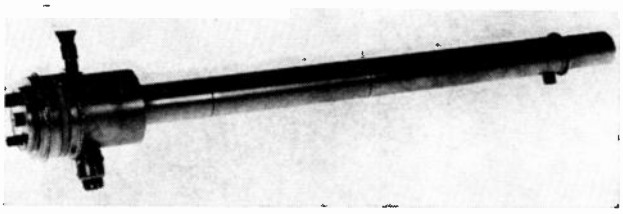
Microwave Associates annoncent la sortie de deux nouveaux T.O.P. de puissance :

Le premier a une puissance de 300 W en onde continue de 2 à 4 GHz, il est destiné à être employé dans la bande S, son gain est de 27 dB.

De construction extrêmement compacte, il ne mesure que 60×250 mm. Il est en métal et céramique ; son faisceau électronique cylindrique vide est centré par solénoïde assurant la fiabilité, même dans des conditions extrêmes de concentration d'engins téléguidés.

Le second tube à onde progressive continue est de 5 kW pour la gamme 500 à 1 000 MHz.

Ses dimensions sont 700×120 mm et son gain, de 27 dB également.



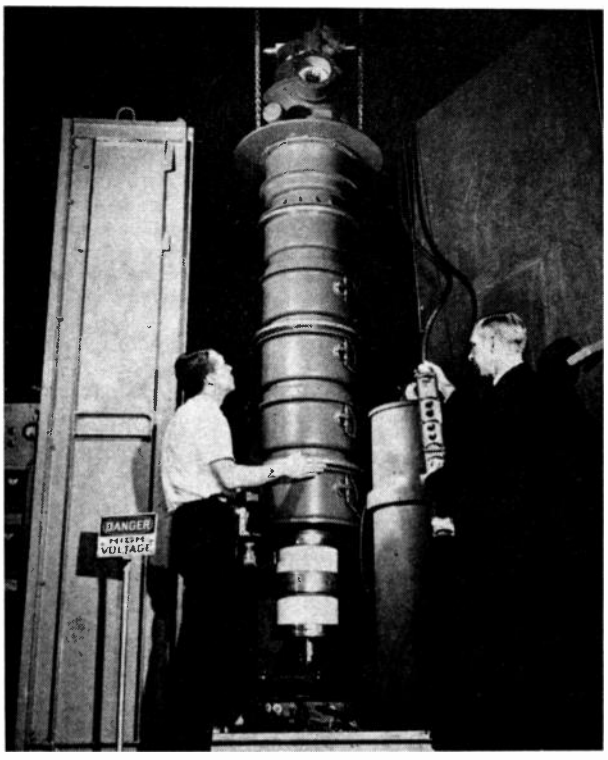
Il présente, comme le précédent, un faisceau électronique cylindrique vide, centré avec précision dans un solénoïde compact, et des caractéristiques mécaniques et thermiques avancées. Ces dispositions donnent un tube à onde progressive robuste et de haute fiabilité, pouvant être utilisé soit à

impulsions, soit à onde continue. Il se prête donc à une grande variété d'applications telles que les systèmes de contre-mesures électroniques, de radar ou de relais de télévision.

Représentant pour l'Europe : Microwave Associates International, Inc. : Cradock Road, Luton, Beds, England.

NOUVEAU KLYSTRON EIMAC

EIMAC annonce la sortie d'un nouveau klystron, le type X 841 D, destiné à fonctionner en régime d'impulsions dans la gamme de 400 à 450 MHz. Ce tube a une bande passante couvrant 5 % de cette gamme de fréquences.



Le klystron EIMAC X 841D

Des impulsions de 2,5 MW peuvent être obtenues pour une puissance moyenne de 150 kW ainsi qu'un gain en puissance d'au moins 33 dB.

Le tube X 841 D est muni d'une anode permettant de moduler en régime d'impulsions sans altérer le voltage du faisceau.

D'autres informations peuvent être obtenues auprès de Radio Équipements, 65, rue de Richelieu à Paris, représentant en France Eitel-McCullough.

CALCULATRICE ÉLECTRONIQUE SCM CORPORATION

SMITH-CORONA MARCHANT (S.A.), 19, rue du 4-Septembre, Paris, filiale française du groupe américain SCM Corporation, annonce la prochaine introduction sur le marché français d'une calculatrice électronique de bureau.

Dénommé « Cogito 240 SR » et produit aux États-Unis par la Division Marchant du groupe SCM, cet équipement a été présenté au dernier Sicob.

Fonctionnant avec un clavier réduit et disposant cependant d'une capacité de 24 chiffres (avec annulation des chiffres supplémentaires par la droite, ce qui élimine tout danger de dépassement de capacité), « Cogito 240 SR »

Calculatrice électronique SCM Corp

est la première calculatrice électronique pouvant accomplir certaines opérations jusque là réservées aux seuls ordinateurs : décimalisation automatique, accumulation des multiplicateurs, etc. ce qui permet de résoudre les problèmes complexes de calculs statistiques et scientifiques : coefficients de corrélation, de déviation standard, fonction exponentielle, etc.

Les résultats exprimés en chiffres ou signes arithmétiques apparaissent en caractères magnétiques codés (CMC7) sur un écran de lecture à tube cathodique, ce qui rend totalement silencieux le fonctionnement de l'appareil.

Ses dimensions sont très réduites : 38×48 cm et 25 cm de hauteur ; poids : 16 kg.

AMPLIFICATEURS DE CHARGE

LES FABRICATIONS RADIO ÉLECTRONIQUES INDUSTRIELLES, 172, rue de Courcelles, à Paris, représentant ENVIRONMENTAL EQUIPMENTS LTD, Station Yard, Wokingham, Berks, Angleterre, nous prient de faire connaître la sortie récente de deux types, CVA-2 et 6, d'amplificateurs de charge pour les mesures de vibrations, de pressions et de forces dans la gamme des fréquences comprises entre 1 et 25 000 Hz, et utilisant des capteurs piézo-électriques donnant des charges de sortie comprises dans la gamme de 1 à 10 000 pCmbs (valeur de pointe).

Amplificateur de charge type CVA-6

Les amplificateurs de charge CVA-6 et CVA-2 ne sont pratiquement pas affectés par les variations de la capacité d'entrée. L'étalonnage de gain est réglé, en cours de fabrication, pour une capacité d'entrée de 1 000 pF ; les variations au-dessus et au-dessous de cette valeur de référence ne produiront qu'un changement de tension de sortie inférieur à 1 % pour toute variation de capacité jusqu'à 15 000 pF. L'addition de 45 000 pF ne produira qu'une erreur de 3 %.

La réponse aux basses fréquences est indépendante de la constante de temps d'entrée C x R.

La faible impédance d'entrée réduit le bruit électrique, et les effets d'humidité et de poussières qui sont inhérents aux systèmes d'amplification de tension haute impédance.

Principales applications : Essais de vol d'avions, études d'effets des explosions sous-marines sur la coque d'un sous-marin, essais de « mise à feu statique en laisse » des engins, essais structuraux d'avions, essais de chocs sur véhicules, laboratoire d'essai d'ambiance, essais de chocs avec accéléromètre à 5-6,5 km de distance, système d'étalonnage d'accéléromètre.

APPAREIL AUTONOME PORTATIF POUR LA VÉRIFICATION DES CABLES TÉLÉPHONIQUES

Ce nouvel appareil, désigné sous le numéro 74226, est construit par STANDARD TELEPHONES AND CABLES LTD, Testing Apparatus Division, Corporation Road, Newport, Monmouthshire, Angleterre. Il permet de mesurer rapidement les capacités réciproques, le déséquilibre de capacités et le pourcentage de déséquilibre de résistance, donc de vérifier les diverses combinaisons de divergence de capacité pouvant se produire dans des tronçons de câble à deux ou à quatre fils, avant et après les raccordements, de sorte

qu'il permet de déterminer la méthode de raccordement entraînant le moins de risques de diaphonie et de parasitage.

Les divergences de capacité se mesurent sur deux plages, soit 280-0-280 pF et 1100-0-1100 pF, avec une erreur maximale de ± (1 % + 2 pF). On peut mesurer les capacités réciproques de l'ordre de 0 à 0,1121 µF à 50 pF près et les divergences de résistance peuvent être déterminées avec une erreur maximale de 0,01 %.

L'appareil est logé dans un coffret de bois de 43 cm × 31 cm × 25 cm, muni de poignées et d'un couvercle amovible. Il pèse environ 19,5 kg. Un support articulé fixé sous le coffret permet d'incliner l'appareil. Lorsque la luminosité est insuffisante, il est possible d'éclairer les échelles graduées au moyen d'une pile de 1,5 V.

L'appareil se fait en deux versions qui ne diffèrent que par la fréquence d'utilisation : 800 ou 1 000 Hz. Le circuit de pont fonctionne en conjonction avec un oscillateur transistorisé et un amplificateur accordé, chaque élément étant alimenté individuellement par une pile sèche incorporée de 4,5 V. La puissance de sortie envoyée aux écouteurs est limitée pour ménager l'ouïe de l'opérateur lorsque le pont est en déséquilibre ; l'amplificateur est atténué lors du passage d'une vérification à l'autre.

L'appareil est livré accompagné d'un câble d'essai à 4 directions, de 4,60 m de longueur, et d'un casque à écouteurs de 120 Ω. Un dispositif de compensation de câble est incorporé à l'appareil.

LE MULTIMÈTRE 35 AEG

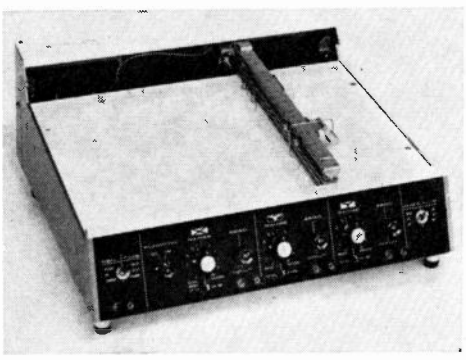
Le *multimètre 35* que l'AEG a exposé à l'Interkama, a été conçu pour la mesure de très petits courants, petites tensions et grandes résistances. Il possède 35 calibres commutables avec lesquels on peut effectuer des mesures de tension de 10 mV à 100 V pour une résistance d'entrée de 10^{11} Ω, des mesures d'intensité de 10^{-7} A à 10^{-13} A et des mesures de résistance de 10^{8} Ω à 10^{14} Ω. L'appareil convient surtout pour la mesure de courants de fuite de semiconducteurs, de courants de chambres d'ionisation, signaux de détecteurs des chromatographes à gaz, charges piézoélectriques, potentiels électrochimiques et autres tensions dans le cas de charge négligeable de la source ou de l'objet de mesure.

NOUVEAUX ENREGISTREURS HEWLETT PACKARD

● Hewlett Packard présente un nouvel enregistreur à deux plumes, utilisable sur table, qui vient d'être créé par la Compagnie Moseley. Cet appareil 2 FA, de 30 × 43 cm environ, est un enregistreur de précision qui a deux plumes à contrôle indépendant sur l'axe des Y et à contrôle intégral sur l'axe des X, ce qui permet d'effectuer des enregistrements simultanés de deux variables par rapport à une rtoisième, indépendante.

L'écart des deux plumes sur l'axe des X est d'environ 2,54 mm.

Chaque axe a 11 gammes : entrée continue et étalonnée,



Enregistreur MOSELEY 2 FA

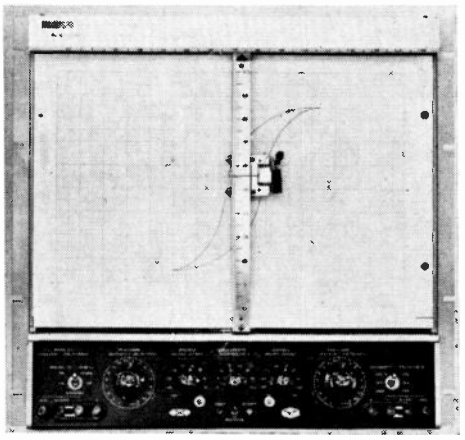
sensibilité de 0,5 mV à 50 V par pouce. De plus, les quatre gammes les plus sensibles peuvent être converties en entrée potentiométrique. La résistance d'entrée sur toutes les gammes étalonnées est de 1 MΩ (en position 0).

Une base de temps, 5 gammes, fonctionne sur l'axe des X. Ceci permet des balayages complets de 7,5 secondes à 750 secondes.

Cet appareil a d'autres caractéristiques très importantes telles que : fixation électrostatique du papier, référence électronique, 0,2 % de précision sur toutes les gammes.

● Hewlett Packard présente, d'autre part, un nouvel enregistreur XY (30 × 43,5 cm) avec 17 gammes étalonnées sur chaque axe, une sensibilité s'étendant de 100 µV à 20 V par pouce et une réjection d'interférence de mode commun de 140 dB sur les trois gammes les plus sensibles.

L'enregistreur 7001A possède une base de temps améliorée avec huit positions étalonnées fonctionnant indifféremment sur les deux axes, ainsi qu'un mode de balayage à réglage continu avec redémarrage automatique.



Enregistreur HEWLETT PACKARD 7001 A

Un bouton-poussoir pour la remise à zéro sur chaque axe permet le réglage de la plume durant l'enregistrement. De plus, il est possible de décaler le zéro par bonds de 127 mm avec réglage entre chacun d'eux.

Le modèle standard présente une résistance d'entrée de 1 MΩ sur toutes les gammes. De plus, il est équipé, comme l'appareil précédent, du système exclusif « Autogrip » permettant la fixation électrostatique du papier.

CHANGEUR D'IMPÉDANCE

Kynmore Engineering Co. Ltd., 19, Buckingham Street, Londres W.C.2, annonce que, grâce à son nouveau changeur d'impédance, qui est un amplificateur transistorisé à gain de puissance, les appareils de contrôle à faible impédance, tels que les voltmètres et les oscilloscopes, peuvent être branchés sans qu'il résulte d'erreur de charge.

La caractéristique principale de l'appareil est son rapport de 40 000 à 1 entre l'impédance d'entrée et de sortie. L'impédance d'entrée est de 8 MΩ en parallèle avec 1 picofarad ; l'impédance de sortie est de 200 Ω en série avec 50 microfarads. La gamme dynamique est de 4 V de crête à crête, la largeur de bande étant de 10 Hz à 3 MHz.

INTENSIFICATEUR DE RAYONS X ENTIÈREMENT AUTOMATIQUE

Marconi Instruments Ltd., St. Albans, Hertfordshire, vient de sortir un nouveau matériel pour intensifier les images de rayons X et les projeter sur un écran de télévision, il est entièrement automatique, même en ce qui concerne le réglage de la sensibilité à la lumière.

D'après son constructeur, le système a subi des essais très sévères avec une installation de télévision à haute définition, comportant un lecteur à 1 026 lignes ; il peut cependant être transformé pour fonctionner sur 625 lignes si l'installation de télévision en circuit fermé sur laquelle il est destiné à fonctionner est sur cette définition.

Avec lui, on peut disposer de toutes les facilités inhérentes à la télévision : enregistrement de la vision sur ruban magnétique, ciné-filmage sur 16 ou 35 mm, photographie séparée sur 100 mm, enregistrement photographique instantané et reproduction des images par une caméra Polaroïd.

Le système intensificateur tenant peu de place, est d'un emploi facile. Dans le bloc de contrôle et l'écran, les éléments actifs des circuits sont des semiconducteurs. Les circuits imprimés miniaturisés sont à connexions sur les bords, ce qui facilite leur changement en cas de défaut.

Le système complet comporte trois éléments : la caméra intensificatrice avec écran plat et exempt de déformation, grande ouverture d'objectif et tube orthicon de 11,4 cm ; le groupe de contrôle principal qui peut s'installer à l'endroit le plus commode ou à proximité de la salle de rayons X ; enfin, un écran de 43 cm qui serait le seul écran de ce genre spécialement établi pour la radiologie.

PARAFOUDRES MULTIPLES AUTOPILOTANTS

La Société RAYTHEON-ELSI présente une gamme complète de parafoudres multiples autopilotants dont la distribution en France est assurée par la Société ÉLECTRONIX, 130, rue de Charonne, Paris-XI[e].

Les parafoudres type SCA 120, SCA 80 et SCA 40, dont les tensions d'amorçage sont échelonnées entre 150 et 300 V, permettent d'écouler respectivement des courants de 120 A et 80 A pendant 5 sec. et 40 A pendant 2 sec.

Leur caractéristique fondamentale commune est d'être multipolaires. Utilisés pour la protection des circuits de télécommunication, télécommande ou télémesure contre des surtensions ou des inductions parasites élevées d'origine atmosphérique ou industrielle, ils évitent, grâce à la présence de 4 électrodes plus une de terre, dans la même enceinte de gaz raréfié, l'apparition de tensions transversales entre fils d'une même paire ou d'une même quarte. Il en résulte, même dans le cas d'ondes à front raide, une protection efficace des équipements terminaux, appareils d'enregistrement ou appareils de mesure utilisés.

Grâce à :

— leur rapidité de fonctionnement : temps d'amorçage avec onde à front raide normalisée 1/50, inférieur à 1 µs,

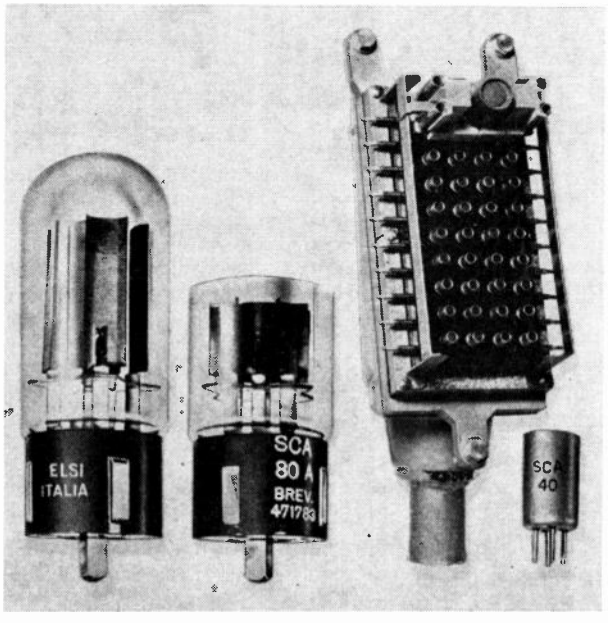
— leur simultanéité de fonctionnement sur les 4 électrodes : temps de pilotage inférieur à 1 µs,

— leur pouvoir de décharge élevé et leur fiabilité,

ces parafoudres permettent la suppression des fusibles, côté ligne, et assurent une protection efficace des fusibles, côté équipements. Dans ces conditions, le coefficient d'utilisation du matériel est amélioré, malgré des conditions de maintenance réduites.

Les types SCA 120 et SCA 80 présentent en régime d'arc stable une tension résiduelle inférieure à 6 V.

Le type SCA 40 dont la géométrie a été spécialement étudiée pour en faciliter l'emploi quand il est nécessaire d'allier robustesse et dimensions réduites, est particulièrement destiné à la protection des têtes de câble. Sa tension résiduelle en régime d'arc stable est de 8 V.



Parafoudres RAYTHEON-ELSI, série SCA 120, 80 et 40

NOUVEAU PARAFOUDRE 3 ÉLECTRODES

La SEIEM, 45, rue Polonceau, Paris, présente un modèle nouveau de parafoudre à gaz, le type 16, ayant la particularité d'être à trois électrodes (deux électrodes de ligne et une électrode de terre).

Il bénéficie des avantages suivants sur le parafoudre conventionnel à deux électrodes.

— Encombrement plus réduit : 1/14 du volume occupé par 3 parafoudres à 2 électrodes ;

— L'ionisation du gaz provoqué par une décharge sur une électrode entraîne une réduction de la tension de décharge et du temps de fonctionnement de l'autre électrode, aussi bien dans le sens ligne-terre que ligne-ligne ;

— En surcharge sévère, les deux électrodes ligne ont tendance à se court-circuiter à la terre.

En voici les caractéristiques principales :

Résistance d'isolement à 85 V : supérieure à 1 000 MΩ.

Tension d'arc : 20 V environ.

Temps de fonctionnement :

— 0,1 µs pour décharge avec pente de 40 kV/µs,
— 0,3 µs pour décharge avec pente de 5 kV/µs,

Courant supporté :

— 15 000 A impulsions répétées (RT 10µs/FT 40µs),
— 20 A c.a. pendant 1 seconde,
— 150 mA c.a. pendant 3 heures.

Le parafoudre existe en trois modèles ayant des tensions de décharges de 150-350, 300-500 et 500-900 V et est particulièrement indiqué pour les installations dans les atmosphères à niveau isokéraunique élevé.

DÉCHARGEUR ÉLECTRONIQUE DE SURTENSIONS

La SYLVANIA INTERNATIONAL a lancé sur le marché trois nouveaux types de déchargeurs électroniques pour courants transitoires anormaux, destinés à la protection des appareils de communications et de contrôle contre les surcharges transitoires.

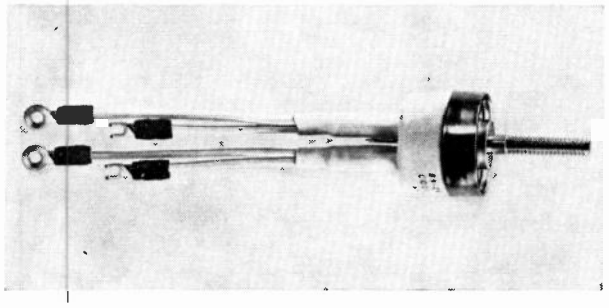
Les trois types de déchargeurs sont destinés aux fréquences acoustiques, moyennes et hautes. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

1. Fréquences acoustiques : Fréquence de 60 à 2 000 Hz, tension de décharge de 300 V à 1 kV.

2. Fréquences moyennes : de 2 000 Hz à 2 MHz, tension de décharge de 500 V à 1,2 kV.

3. Hautes fréquences : fréquence de 2 à 30 MHz, tension de décharge de 800 V à 1,5 kV.

L'éclateur protège les circuits contre les surcharges transitoires du genre de celles provoquées par la foudre. C'est la pièce principale du déchargeur électronique Sylvania SG-1360, conçue pour satisfaire aux normes militaires.



L'éclateur est muni de trois électrodes scellées hermétiquement dans une enveloppe en céramique et métal. Il est en mesure d'écouler 110 coulombs et supporte une moyenne de 20 décharges.

Le type pour fréquences acoustiques utilise, dans chaque ligne, une résistance de précision à fil de 20 Ω comme dispositif de protection secondaire pour éviter les effets transitoires ; le type pour fréquences moyennes nécessite un transformateur spécial pour assurer avec l'éclateur une protection secondaire efficace ; le type pour hautes fréquences est muni, lui aussi, d'un transformateur spécial et, en outre, de lignes de transmission pour la protection secondaire aux fréquences les plus élevées.

UN NOUVEAU CONNECTEUR MICROMINIATURISÉ POUR L'AÉRONAUTIQUE ET L'ESPACE

Les raccordements extérieurs sont toujours réalisés par des connecteurs standards conformes à des spécifications connues, comme les MIL C 26482, MIL C 26500 ou NAS 1599.

Souriau & Cie, et d'autres constructeurs, produisent déjà ce type de matériel dont la technique est parfaitement au point et facilement réalisable.

Mais il y avait un besoin de connecteurs ronds miniatures *de faible encombrement* et *de faible poids, donc d'une densité importante de contacts au centimètre carré.*

Souriau & Cie a décidé de combler cette lacune en conservant et en utilisant des techniques déjà éprouvées, pour réaliser un nouveau connecteur, le MINIPHI.

Pour réduire l'encombrement tout en utilisant des principes de fabrication et des matériaux classiques, il suffisait de réduire le diamètre du contact, l'entraxe entre broches, se trouvait diminué ipso facto.

Mais l'originalité du connecteur MINIPHI est principalement constituée par son nouveau principe de verrouillage et système de raccord qui lui donnent sa miniaturisation hors tout.

Le contact est réalisé par broche rigide et douille élastique, disposition utilisée sur tous les connecteurs Souriau ; elle a été conservée pour le connecteur MINIPHI.

Les caractéristiques de ce contact sont uniquement limitées à sa dimencion : broche Ø 0,63 mm, intensité de 3 A.

Quant à la tenue aux vibrations et à la résistance de contact, le contre-ressort et la protection argent 10 microns, or 2 microns, donnent la garantie désirée.

Le raccordement du câble peut se faire par soudure ou par sertissage. La section maximale du câble à utiliser est de 0,22 mm² mais la possibilité de raccorder des câbles de 0,38 mm² est à l'étude.

L'entraxe entre contacts sur l'isolant est de 2 mm, ce qui donne une densité de contacts sur l'isolant de 23,5 contacts au cm².

L'isolant des broches est constitué par un bloc en diallylphtalate avec charge de verre, sur lequel a été rapportée une grille à la partie avant, ce qui a pour but de recentrer éventuellement mais automatiquement les broches par rapport aux douilles.

Les isolants arrière, en élastomère silicone, sont des presse-étoupes destinés à assurer l'étanchéité au droit des câbles.

Le connecteur MINIPHI présente toutes les qualités de lage en deux épaisseurs seulement : le corps d'embase et le corps de fiche servant en même temps de bague de verrouillage. L'encombrement est ainsi considérablement réduit.

Le verrouillage MINIPHI se fait en deux temps : poussée puis rotation ; il possède des systèmes de sécurité empêchant un mauvais enfichage ou un verrouillage incomplet. La densité des contacts prise, cette fois, sur la bague de verrouillage donne 11,5 contacts au cm².

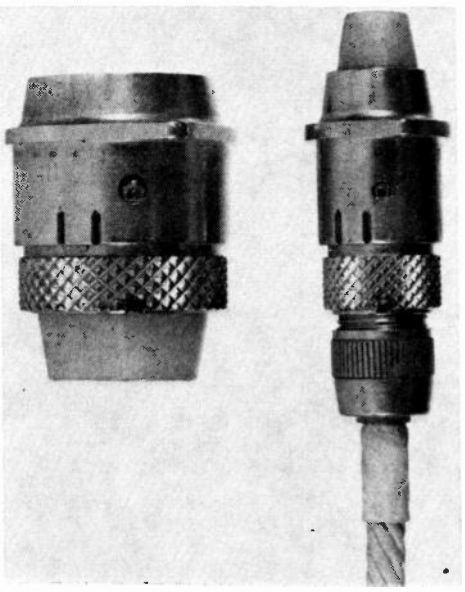
Les caractéristiques principales du connecteur MINIPHI sont les suivantes :

Caractéristiques électriques

tension d'essai au niveau de la mer 1 500 V eff. ; à 30 000 mètres 800 V eff. ;
intensité nominale : 3 A ;
résistance de contact 3 mΩ ;
résistance d'isolement : 10^5 MΩ.

Caractéristiques mécaniques

pressurisation 1 bar ;
température d'utilisation : —55 °C à + 125 °C ;
rétention des contacts : 45 N ;
endurance : 1 000 manœuvres ;
résistance aux différents fluides de bord.



Connecteurs MINIPHI SOURIAU à 6 et 19 broches

Le connecteur MINIPHI possède un système de verrouil- fiabilité exigées pour l'utilisation dans les techniques d'avant-garde, aéronautique, spatiale et électronique.

Le nombre de contacts prévus par connecteur est de 7, 12, 19, 27, 37 et 61 suivant les types.

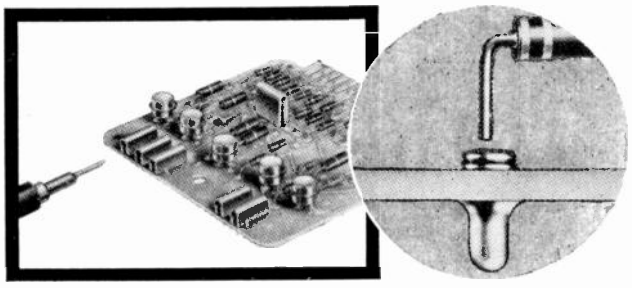
Ce matériel a été présenté à la Presse Technique le 5 octobre 1965 au siège de Souriau et Cie, 9, rue Gallieni, 75, Boulogne-Billancourt.

PRISES ET DOUILLES DE TEST POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

Les différents modèles de Prises de Test AMP permettent de tester les circuits imprimés, à peu de frais et avec une parfaite fiabilité, sans interrompre le courant.

Elles se composent d'un réceptacle cylindrique de 2 mm de diamètre. isolé nylon, se terminant par deux ou trois pieds à souder sur la carte.

Pour ces deux modèles il existe deux types, de hauteur différente : une version basse qui se place sur les bords de la



Prises et douilles de test AMP

carte, une version haute prévue pour le milieu permettant le passage de la sonde au-dessus des éléments qui équipent le circuit.

Les douilles à ressort AMP permettent le positionnement sans soudure, sur cartes de circuits imprimés, de composants électroniques, en vue d'opérations de test et de contrôle.

Ces douilles comportent un réceptacle cylindrique à l'intérieur duquel est fixé un ressort en deux pièces qui assure le contact sur les fils de sortie des composants, et les maintient en place.

Ces douilles sont soudées sur les lignes du circuit imprimé suivant les programmes des tests à réaliser. Les composants sont positionnés sur la carte par un simple enfichage manuel, ce qui évite les dégradations qui pourraient être provoquées par la chaleur dégagée au moment de la soudure. Les tests terminés, les composants peuvent être enlevés à la main.

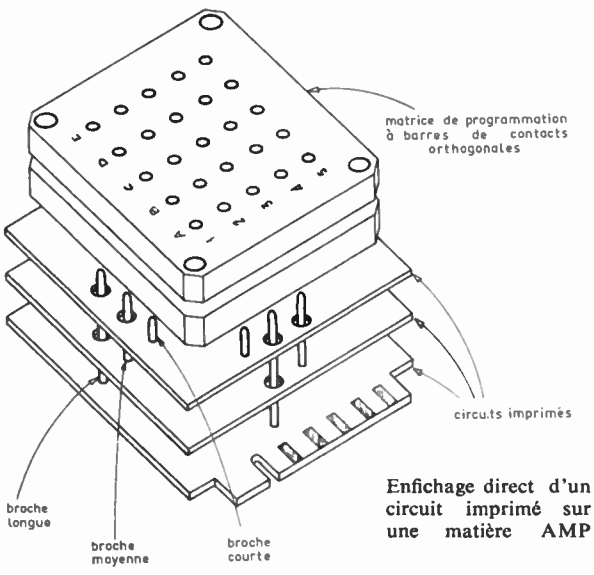
Plusieurs centaines d'enfichages et désenfichages sont possibles.

AMP de France (S.A.), 29, Chaussée Jules-César, Pontoise (S.-et-O.). Tél. 30.00 +.

INTERCONNEXION ENTRE UNE MATRICE DE PROGRAMMATION ET DES CIRCUITS IMPRIMÉS

L'interconnexion de circuits imprimés et d'une matrice de programmation se fait normalement par l'intermédiaire de fils et d'embouts coniques, enfichés dans des réceptacles correspondants, incorporés dans la matrice.

Il est possible de relier directement un circuit imprimé à une matrice en soudant des broches Ø 2,3 mm perpendiculairement au circuit imprimé, de sorte que ces broches puissent venir s'enficher directement dans la matrice, c'est ce



Enfichage direct d'un circuit imprimé sur une matière AMP

que propose AMP de France, 29, Chaussée Jules-César, Pontoise (S.-et-O.).

Dans de nombreux cas, il est même possible de supprimer toutes les fixations du circuit imprimé.

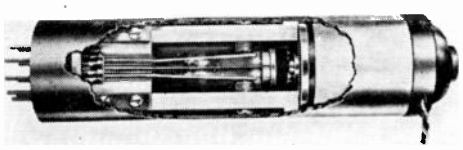
En utilisant des broches de différentes longueurs, on peut placer jusqu'à trois circuits imprimés derrière une matrice de programmation. Dans ce cas les interconnexions d'un circuit à l'autre sont effectuées par la matrice même, chaque extrémité d'une même barre étant reliée à deux cartes différentes.

La finition des broches est en nickel ou or sur nickel.

RELAIS MODULATEURS

Il est souvent nécessaire, dans les circuits électroniques, d'amplifier des courants continus très faibles sans dérive du zéro.

La réalisation d'amplificateurs de courant continu, donnant un zéro suffisamment stable, est complexe. La solution est de produire une onde carrée ayant une amplitude égale au niveau du courant continu et un taux convenable de répétition, généralement à la fréquence du réseau. Cette onde peut alors être amplifiée par un amplificateur conventionnel de courant alternatif.



Coupe d'un relais modulateur SEIEM

La conversion est obtenue facilement en hachant le courant continu par des contacts synchronisés. Si on le désire, la sortie, après amplification, peut être redressée par d'autres contacts synchronisés.

La SEIEM, 45, rue Polonceau, Paris-18e, présente une gamme de relais modulateurs type CK3 et CK4 à faible bruit et haute stabilité, qui conviennent très bien pour cet usage.

D'encombrement réduit et ayant une durée de vie supérieure à 10 000 heures, ces relais modulateurs sont particulièrement indiqués pour les équipements de mesure à partir de thermocouples et de sortie des chambres d'ionisation, la correction de dérive d'amplificateurs de calculateurs analogiques et l'instrumentation industrielle.

Leurs caractéristiques sont les suivantes :

type	tension	fréquence	courant
CK 3	12,6 V	45 à 60 Hz	30 mA
	6,3 V	45 à 60 Hz	60 mA
CK 4	0,6 V	100 Hz	10 mA
	6,3 V	50 Hz	10 mA

Limites du courant à moduler : 10 V, 10 mA, 1 mVA maximum.

Le bruit de fond, très faible, est constant, il permet de déceler et d'utiliser une variation de 1μV en sortie.

NOUVELLES DIODES P.I.N.

La SEIEM, 45, rue Polonceau, Paris-18e, présente deux diodes silicium de modulation hyperfréquentielles du type à jonction P.I.N. opérant dans la plage 1 000 à 11 000 MHz. Elles ont la particularité d'avoir une résistance série très sensible au courant de polarisation (de zéro, pratiquement, à plusieurs centaines d'ohms) et de ne pas avoir de self-série, alors que l'élément réactif ou capacité parallèle reste constant, ce qui permet de le compenser.

Par ailleurs, pour une polarisation donnée, la résistance en haute fréquence reste constante dans une très large bande de fréquence (de 800 à 11 500 MHz).

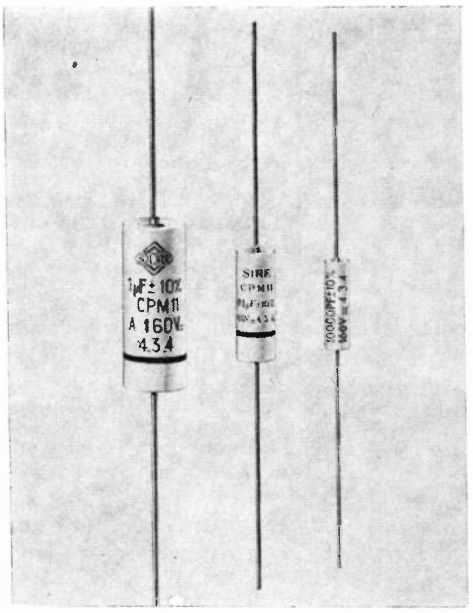
Caractéristiques	Type CS 41	Type CS 39
Courant direct max.	75 mA	75 mA
Tension directe norm.	1 V	0,85 V
Courant inverse max.	1 mA	5 mA
Tension inverse max.	— 50 V	— 50 V
Puissance moyenne	1 W	1 W
Puissance crête		50 W
Dimensions L	19 mm	7,5 mm
Ø	2,35 mm	8,65 mm

Présentant une très grande constance des caractéristiques électriques dans le temps, ces diodes peuvent être utilisées avec avantage dans les modulateurs ou commutateurs hyperfréquentiels.

CONDENSATEURS AU POLYTEREPHTALATE D'ÉTHYLÈNE MÉTALLISÉ

La Compagnie Générale des Condensateurs (COGECO), 21, rue de Javel, Paris-15e, vient de faire homologuer en Classe A (aucune auto-régénération) de la spécification CCTU 02-14, une gamme professionnelle de ce nouveau type de condensateur au polytéréphtalate d'éthylène métallisé, type CPA 11. Cette remarquable mise au point a été obtenue par les laboratoires de la COGECO à la suite d'études menées dans le cadre du marché n° 81 du CNET.

Gamme de capacité : 10 nF à 2,2 µF.
Tension nominale : 160 Vcc (extension en cours).
Température de service : —55 °C à +125 °C.



Nouveaux condensateurs COGECO au polyterephtalate d'éthylène métallisé.

La présentation sous tube métallique avec sorties isolées par perles de verre destine cette nouvelle série aux emplois les plus exigeants, tant sur le plan du comportement en présence des contraintes climatiques que du point de vue dimensionnel et fiabilité.

COMMUNIQUÉS

ÉCOLES et FACULTÉS

COURS D'ANALYSE ÉCONOMIQUE

L'Institut d'Economie d'Entreprise et de Formation Sociale pour Ingénieurs, 13, rue de Toul à Lille, nous prie de porter à la connaissance de nos lecteurs le cycle de cours qu'il organise en collaboration avec l'École d'Administration des Affaires de Lille et le Centre de Recherches Économiques et de Gestion.

L'enseignement qui traitera de l'analyse économique, instrument moderne de gestion des entreprises, débutera le 1er décembre 1965. Il se répartira en 20 séances de 3 heures chacune, sous forme de cours et de travaux pratiques.

L'une des deux sections (Section scientifique) est réservée aux seuls ingénieurs et licenciés en sciences mathématiques.

On trouvera au Secrétariat de la SFER le programme détaillé et les modalités d'inscription.

INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON GENERALIZED NETWORKS

New York, 12-14 Avril 1966

Le Polytechnic Institute de Brooklyn annonce que le « 6e Symposium on Generalized Networks » organisé en coopération avec l'I.E.E.E. et, cette année, l'Optical Society of America et la Society for Industrial and Applied Mathematics, aura lieu à l'Hôtel Commodore, à New York, du 12 au 14 avril 1966.

CONGRÈS et EXPOSITIONS

Le sujet de ce Symposium est les extensions de la théorie des réseaux, et spécialement en présence de structures complexes, dans les larges perspectives de la science et de la technologie au delà du domaine des circuits R.L.C. Dans ces sujets seront compris les systèmes à paramètres distribués, l'application de l'idée de réseau à la propagation électromagnétique dans toutes sortes de milieux physiques, solides, plasmas gazeux, etc., la théorie généralisée des réseaux actifs et la théorie de la fiabilité basée sur les postulats physiques.

Les conférences prononcées lors de ce Symposium sur les réseaux généralisés seront publiés dans la Série des Symposia MRI et disponibles en nombre restreint pour les membres et sociétés participantes.

Toute correspondance est à adresser à Jerome Fox, Secretary Symposium Committee, Polytechnic Institute of Brooklyn, 333 Jay Street, Brooklyn, N. Y. 11 201.

3e COLLOQUE DES COMMUNICATIONS PAR ONDES CENTIMÉTRIQUES

Budapest, 19-22 avril 1966

Le troisième Colloque des Communications par Microndes, organisé par l'Académie Hongroise des Sciences (Sec-

tion des Sciences Techniques) et par l'Association Scientifique des Télécommunications, aura lieu à Budapest du 19 au 22 avril 1966.

Ce colloque fait suite à celui qui a eu lieu à Budapest en 1959 et a fait l'objet d'un compte rendu dans *l'Onde Electrique* de décembre 59, et au second Colloque qui s'est tenu, également à Budapest, en 1962.

Les conférences concernant les faisceaux hertziens porteront sur les sujets suivants : théorie de ce système de communications, théorie et techniques des circuits et ondes centimétriques, électroniques des microondes, systèmes de mesure et leurs techniques.

Les conférences auront lieu en anglais, russe et hongrois, avec traduction simultanée.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser au Secrétaire du Comité du Colloque, M. Valkó Péterné, Technika Háza, Budapest, V., Szabadság Tér 17 (Hongrie).

INTERNATIONAL INSTRUMENTS ELECTRONICS AUTOMATION EXHIBITION (I.E.A.)

Londres, 23-28 mai 1966

L'International Instruments Electronics Automation Exhibition, qui a lieu tous les deux ans, se tiendra cette année, du 23 au 28 mai 1966 à l'Olympia de Londres ; les visiteurs étrangers y sont admis gratuitement.

La dernière exposition, celle de 1964, comptait 730 exposants dont près de 150 venaient de l'étranger, elle a reçu la visite de plus de 100 000 visiteurs dont 8 500 venant de l'extérieur.

X[e] CONGRÈS INTERNATIONAL DE QUALITÉ ET FIABILITÉ

Stockholm, 6-9 juin 1966

L'Organisation Européenne pour le Contrôle de la Qualité (European Organisation for Quality Control — EOQC) tiendra l'année prochaine, du 6 au 9 juin, son 10[e] Congrès International à Stockholm. La Conférence aura lieu au « Technorama » du Musée Technique de Stockholm avec le concours de l'American Society for Quality Control (ASQC).

On compte sur environ 700 délégués, dont au moins 200 des Etats-Unis et beaucoup du Japon. Comme d'habitude, l'Europe sera représentée par de nombreux délégués hautement qualifiés.

Le Congrès traitera surtout et d'une façon approfondie les dernières expériences sur la notion même de la qualité et des problèmes annexes. Des experts de renommée internationale d'Europe, des Etats-Unis et du Japon prêteront leur concours à cette réunion. Le programme qui comprend des discours et des discussions entre experts, est divisé en trois sections principales :

A) Aspects généraux et méthodes qui assurent Qualité et Fiabilité.

B) Présentation de nouvelles méthodes ou modes d'application garantissant Qualité et Fiabilité.

C) Méthodes statistiques.

C'est le Comité Suédois de l'EOQC, qui a chargé un comité de direction spécial de la réalisation de ce programme. La participation aux conférences et aux discussions sera facilitée par une interprétation simultanée.

Des visites d'entreprises industrielles suédoises ainsi que des expositions illustrant les sujets du congrès, sont prévues pendant le congrès. On pourra aussi participer à des excursions touristiques en Suède boréale, ou dans le très bel archipel de Stockholm.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA PRODUCTION MAGNÉTOHYDRODYNAMIQUE D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Salzbourg, 4-8 juillet 1966

L'Agence internationale de l'énergie atomique et l'Agence européenne pour l'énergie nucléaire, organisent conjointement un colloque sur la production magnétohydrodynamique d'énergie électrique, qui se tiendra à Salzbourg (Autriche), du 4 au 8 juillet 1966.

Ce colloque MHD s'inscrit à la suite de ceux qui ont eu lieu à Newcastle en septembre 1962 et à Paris en juillet 1964. Il y sera de nouveau fait appel à un système d'experts ayant mission de résumer, sous forme d'exposés liminaires, les points saillants des mémoires au programme de chaque séance et d'ouvrir les débats auxquels les participants auront la possibilité de prendre part.

A ce colloque pourront participer des savants désignés par les gouvernements des États membres et par des institutions compétentes dont fait partie la SFER. La présente note tient lieu d'invitation à participer aux travaux et à soumettre des mémoires sur les sujets dont la liste est donnée ci-dessous :

1) *Propriétés physiques du fluide de conversion MHD* (gaz de combustion et fluide pour cycle fermé) : processus élémentaires ; diagnostics des plasmas ; équilibre thermodynamique et chimique, composition et état d'ionisation du fluide de conversion ; problèmes hors d'équilibre ; conductivité électrique scalaire et tensorielle.

2) *Étude des écoulements magnétohydrodynamiques et processus de conversion d'énergie* (écoulements gazeux continus).

3) *Production d'énergie sous forme de courant alternatif.*

4) *Processus de conversion MHD non conventionnels :* veines striées : explosif.

5) *Convertisseurs MHD à métaux liquides :* résultats expérimentaux ; perspectives d'avenir.

6) *Production de champs magnétiques* (électro-aimants classiques, cryogéniques et à supra-conducteurs).

7) *Problèmes de matériaux :* propriétés physiques, chimiques et électriques ; expériences sur la corrosion et l'érosion ; tests de durée de vie ; construction des chambres de combustion et techniques d'ensemencement ; échangeurs de chaleur et installations de récupération des semences.

8) *Convertisseurs à cycle ouvert :* résultats expérimentaux ; conception générale et projets (association du convertisseur à la centrale, cycles thermodynamiques, consommation de combustible, de comburant, de semence et de matériaux, projets, aperçu économique des projets, échangeurs de chaleur).

9) *Convertisseurs à cycle fermé :* résultats expérimentaux ; application pratique de l'ionisation hors d'équilibre ; conception générale et projets (valeur du concept de convertisseur à cycle fermé).

Un comité portera, sur les mémoires qui lui auront été soumis, un jugement de valeur technique et décidera de leur inscription au programme.

Quinze exemplaires de chacun des résumés de mémoires, comptant de 350 à 500 mots, devront parvenir au secrétariat commun avant le *14 janvier 1966*. Trois exemplaires de chacun des mémoires, dans leur version complète, devront parvenir à ce secrétariat avant le 5 avril 1966.

Une annexe relative à la procédure d'établissement et de dépôt des mémoires est à la disposition des auteurs éventuels au secrétariat de la SFER.

Les fiches individuelles des participants et les demandes de présentation de mémoires, ainsi que quinze exemplaires de chaque résumé devront être envoyés à l'organisme officiel approprié (Commission nationale de l'énergie atomique ou Ministère des affaires étrangères), qui les transmettra au Secrétariat commun AIEA-ENEA, Colloque sur la production magnétohydrodynamique d'énergie électrique, c/o AIEA, Kärntner Ring, Vienne I, Autriche.

La correspondance ayant trait à des questions scientifiques y compris le texte complet des mémoires, doit être adressée directement aux *Secrétaires scientifiques* du colloque (MM. SMETS et SPANO), aux bons soins du Secrétariat commun.

La correspondance ayant trait à des questions administratives doit être adressée aux *Secrétaires administratifs* du colloque (MM. ZIBYLSKI et de MAUTORT), aux bons soins du Secrétariat commun.

ORGANISATION EUROPÉENNE POUR L'ÉQUIPEMENT ÉLECTRONIQUE DE L'AVIATION CIVILE EUROCAE

Créée à Lucerne en avril 1963, l'Organisation Européenne pour l'Equipement Electronique de l'Aviation Civile (EUROCAE), a tenu à Paris, le 22 octobre 1965, sa troisième Assemblée Générale.

M. Ph. LIZON, Président, a souligné que, au cours de l'année écoulée, le caractère international de l'Association s'était nettement affirmé puisqu'elle réunit maintenant les représentants de 43 constructeurs, Belges, Britanniques, Français, Hollandais et Italiens.

Il s'est félicité de l'excellence des rapports avec les organisations internationales et nationales ainsi qu'avec les compagnies de transports aériens, organisations participant activement aux travaux d'EUROCAE, grâce à des observateurs particulièrement compétents.

Le Dr O'KANE, Président du Comité de Direction et les Présidents des quatre groupes techniques ont fait le point des travaux concrétisés par des documents recommandant aux administrations nationales responsables les spécifications techniques à adopter pour les matériels électroniques de l'aviation civile.

Ces documents, mis en harmonie avec le travail similaire fait aux Etats-Unis par R.T.C.A., ont ainsi une portée dépassant le cadre européen.

Les travaux ont déjà abouti d'une part à des spécifications de performances minimales à adopter pour les balises de détresse, et d'autre part, aux conditions générales sur l'emploi de la technique « redondance » pour assurer la sécurité de fonctionnement du matériel de bord.

Ils sont sur le point d'aboutir très prochainement dans le domaine des récepteurs pour l'atterrissage sans visibilité, des radars météorologiques, des radioaltimètres et, compte tenu des progrès de la technique, aborderont les problèmes posés par la microminiaturisation.

L'EUROCAE a devant elle un champ d'activité considérable, et elle espère que le sérieux de ses travaux, reconnu par les plus hautes instances de l'aviation et particulièrement par la Commission Européenne de l'Aviation Civile, inciteront constructeurs et transporteurs de tous les pays d'Europe à lui apporter le fruit de leur connaissance et de leur expérience. EUROCAE sera ainsi mieux à même d'apporter sa contribution au développement de l'électronique dans l'aviation civile, afin d'assurer aux utilisateurs une sécurité toujours accrue.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

TÉLÉINFORMATION

TRT a présenté au SICOB 1965, entre autres choses, une liaison bidirectionnelle de transmission de données à 1 200 bauds, sur voie téléphonique, établie entre un calculateur 1 004 installé au SICOB et un calculateur 1 107 à la Faculté des Sciences d'Orsay. Cette liaison comportait à chaque extrémité un modem SEMATRANS TRT, agréé sous le N° 65 101 par l'Administration des P.T.T.

Rappelons que ce matériel a été décrit dans *l'Onde Electrique* de mai 1965, p. 603-618 où il a fait l'objet d'un article de MM. COIRON et MILLET.

CALCULATEURS ANALOGIQUES FRANÇAIS POUR LES ÉTUDES SPATIALES

La CITEC (Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Electroniques de Contrôle), nous fait savoir que le Centre National d'Etudes Spatiales, vient d'être équipé d'un Ensemble de Calculateurs Analogiques type A 110 de la Société ANALAC, destiné plus particulièrement à la simulation et à la mise au point des essais qui vont être effectués à la Division « Satellites » du C.N.E.S.

Une première simulation du déploiement des bras du Satellite FR 1 avait déjà été effectuée au Centre de Calcul ANALAC sur un ensemble de quatre Calculateurs A 110 ; elle avait confirmé et complété les résultats obtenus par les Ingénieurs du C.N.E.S.

Plus généralement, dans le domaine de l'aéronautique et de l'espace, ce matériel de recherche et d'investigation permet d'exécuter tous les calculs scientifiques relatifs à la mécanique du vol des engins (calcul des trajectoires), à l'aérodynamique (tracé de profils), à la navigation, à la propulsion, aux problèmes thermiques de rentrée dans l'atmosphère, etc.

ENREGISTREMENT ÉLECTRONIQUE DES PRÉSENCES

Douze étages de l'immeuble « Maine Montparnasse » sont occupés par la Compagnie d'assurances « La Populaire Vie ». Les dimensions de l'ensemble, et le fait que d'autres organismes utilisent les autres niveaux de l'immeuble, avec les mêmes accès, posent en termes nouveaux le problème de la rémunération du personnel en fonction de son assiduité et de son exactitude. Ce problème vient d'être résolu par la mise en œuvre d'un téléenregistreur de présences.

L'enregistrement à distance des présences consiste à recueillir, en un certain nombre de points, les informations concernant les mouvements d'entrée et de sortie du personnel, et à les centraliser instantanément dans un centre de calcul.

Le téléenregistreur installé dans l'immeuble « Maine Montparnasse » a été conçu et réalisé par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON. Il comporte six télépointeuses aux étages pairs et deux télépointeuses dans le hall du rez-de-chaussée, qui enregistrent les sorties.

Chaque membre du personnel possède un « badge » portant, en dehors de la photographie de son titulaire, des perforations permettant de l'identifier ; à l'entrée et à la sortie, il place son badge dans l'entonnoir de lecture de l'un des appareils qui transmet à l'unité centrale en moins d'un dixième de seconde les renseignements y figurant ; ils y sont enregistrés sur bandes perforées. Une machine à écrire spéciale THOMSON fait apparaître « en clair » les états de mouvements du personnel.

Ultérieurement, l'adjonction d'un calculateur électronique permettra de traiter la paie d'une façon entièrement automatique.

Soulignons que le téléenregistreur de présences supprime les fiches traditionnelles et les servitudes du pointage classique, aussi bien pour les services chargés du collationnement des renseignements et de leur exploitation que pour le personnel lui-même.

LE CERN A CHEVAL SUR LA FRONTIÈRE SUISSE

Dernièrement ont été signés avec la Direction générale du CERN, des accords relatifs à la cession à bail d'un terrain de près de 40 hectares, situé dans le département de l'Ain, sur le territoire des communes de Prevessin et de Saint-Genis-Pouilly, et destiné à l'agrandissement des laboratoires du Centre d'Études Nucléaires Européen.

Ces nouveaux accords règlent les questions relatives à l'exercice permanent de certaines activités du CERN sur le territoire français cédé. Ils déterminent le statut juridique régissant en France l'Organisation et ceux qui y participent. Les dispositions de la convention pour l'établissement du CERN, signée à Paris le 1er juillet 1953, restent inchangées, en particulier le siège du CERN demeure à Genève.

L'extension territoriale du CERN lui permettra d'y construire, entre autres installations, des anneaux de stockage de protons, d'un diamètre de 300 mètres. Ces anneaux dont la construction a été approuvée, en principe, par le Conseil du CERN, représentent l'un des trois points du programme proposé par les physiciens européens dans le domaine des futures activités de recherche de physique nucléaire.

6 000 LIGNES TÉLÉPHONIQUES SUPPLÉMENTAIRES POUR PARIS

L'extension du centre urbain de PIGALLE dont la mise en service par l'Administration des P.T.T. a eu lieu le 31 juillet 1965, a permis de relier au réseau 2 000 abonnés nouveaux.

Cette réalisation de LMT, LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE, en système Rotary porte à 55 000 le nombre des équipements d'abonnés mis par ses soins à la disposition de l'Administration des P.T.T. depuis le début de l'année 1965.

D'autre part, la mise en service du nouveau Central Pentaconta AMPÈRE, fabriqué et installé par C.G.C.T., COMPAGNIE GÉNÉRALE DE CONSTRUCTION TÉLÉPHONIQUE, a eu lieu le 29 octobre 1965, 4 000 lignes nouvelles sont à la disposition des abonnés.

Ce nouveau centre Pentaconta situé dans les locaux du Central CARNOT est prévu pour une capacité totale de 10 000 lignes.

UN RADIO-TÉLÉPHONE POUR CAS D'URGENCE

Le réseau téléphonique de l'Etat de Victoria, en Australie, vient d'adopter le système transistorisé TELMAR permettant l'appel automatique d'un médecin. Chaque abonné de ce nouveau service pourra appeler par le réseau automatique des médecins spécialistes possédant chacun un récepteur de poche à transistor qui sonnera tant que le docteur n'aura pas répondu. Ce récepteur peut même être monté sur la voiture du médecin dont l'avertisseur émettra alors un bruit spécial.

TELMAR (Telephone Medical Alarm Radio) créé par le docteur FARRELL, a un rayon d'autonomie de 50 kilomètres. Il fonctionne dès maintenant à Melbourne avec 2 000 abonnés (sa capacité maximale est de 6 000 abonnés). Le système sera mis en service à Sydney, Adélaïde, Brisbane, Hobart et Perth au cours de l'année 1965.

SECRET DES COMMUNICATIONS RADIO-TÉLÉPHONIQUES

Mis au point par IBM, un radio-téléphone, encore expérimental, permet de transmettre simultanément sur la même longueur d'ondes plusieurs centaines de communications audibles pour les seuls destinataires.

Lors de l'émission, le son est décomposé à la fréquence de 8 000 impulsions/seconde. Parallèlement, une impulsion codée est émise qui personnalise le message et le rend inaudible pour tout autre récepteur que celui auquel est destiné le message.

Un dispositif de filtrage élimine, à la réception, tous les messages émis sur la même longueur d'onde mais ne possédant pas l'impulsion codée correspondant au récepteur.

Ce dispositif garantit non seulement le secret des conversations mais contribue à améliorer la qualité de la transmission en éliminant les émissions parasites.

Premières applications envisagées : les communications militaires et les liaisons spatiales satellite-terre ; mais il est vraisemblable que ce dispositif apportera des solutions inédites aux problèmes quotidiens de la radio-téléphonie.

ÉMETTEURS RADIO FRANÇAIS POUR LA CHINE

Un contrat vient d'être signé entre la « CHINA NATIONAL MACHINERY IMPORT-EXPORT CORPORATION » et la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, pour la fourniture à la République Populaire de Chine de deux émetteurs ondes courtes d'une puissance de 350 kW.

Il s'agit là des émetteurs les plus puissants jamais réalisés en ondes courtes. Leur structure monobloc permet une installation particulièrement aisée. Leur maintenance est simple, de même que leur utilisation : ainsi, les changements de fréquence s'effectuent en moins de 45 secondes pour les fréquences extrêmes de la gamme ondes courtes.

Ce résultat a pu être obtenu grâce à l'utilisation de la technique « Vapotron », mise au point il y a quelques années par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON.

ÉQUIPEMENTS DE REPORTAGE FRANÇAIS POUR LA YOUGOSLAVIE

Un équipement complet de deux cars de reportages de télévision vient d'être livré à la RADIO TELEVIZIJA de Zagreb par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON.

A bord du premier car sont installés les systèmes de contrôle des caméras de prises de vues, les télécinémas, ainsi que tous les appareils annexes nécessaires à la synchronisation et au mélange des images.

Le second véhicule comporte trois postes de travail : celui du réalisateur, qui assure l'enchaînement des images et la réalisation des truquages, celui de l'ingénieur-images, qui veille sur la qualité de celles-ci, enfin le pupitre de l'ingénieur du son.

Les matériels équipant ces deux cars sont entièrement transistorisés, ce qui leur permet de fonctionner au moyen d'un petit groupe électrogène incorporé à l'un des véhicules. Cette caractéristique assure une parfaite mobilité à l'ensemble qui constitue ainsi une véritable station de télévision autonome.

Vue intérieure d'un car. Pupitre du réalisateur

LA TÉLÉVISION EN COULEURS AU SICOB

Pour présenter au Salon International de l'Equipement de Bureau sa nouvelle calculatrice imprimante à trois mémoires, Logos 27, Olivetti a fait appel à la télévision en couleurs en circuit fermé.

Une caméra de prise de vues Thomson prenait en direct les images pendant la présentation et les retransmettait sur plusieurs récepteurs couleurs à grand écran.

Cette utilisation de la télévision en couleurs montre une de ses applications, qui peut être mise à profit chaque fois que la présentation d'un matériel doit être effectuée en direct devant une nombreuse assistance.

GUIDAGE DE LA CIRCULATION PAR RADIO

Des ingénieurs de Telefunken ont expérimenté un système radio de guidage de la circulation sur un tronçon expérimental de l'autoroute Hanovre-Hambourg, pouvant être entendu par tous les usagers de la route dont la voiture est équipée d'un dispositif radio spécial ; les autorités compétentes vont décider de son adoption dans un proche avenir.

Le système radio de guidage essayé par des experts de la circulation sur le tronçon de l'autoroute transmet les informations par l'intermédiaire de boucles d'induction constituées par des câbles minces spéciaux, enterrés à 30 cm dans le sol, et longeant de chaque côté une des voies de l'autoroute sur environ 3 km ; ils croisent cette voie dans les joints de raccordement des dalles de béton pour former la boucle.

Une telle boucle d'induction limite la zone de réception à la surface qu'elle délimite et seuls ceux qui circulent à l'intérieur entendent les messages. On peut donc faire fonctionner de nombreux émetteurs sur une même fréquence et les disposer à proximité immédiate les uns des autres sans qu'ils se gênent mutuellement. L'avantage du système est dans le fait qu'une information n'est transmise qu'aux usagers vraiment intéressés par elle.

Un coffret discret, étanche, en matière plastique, placé sur le côté de l'autoroute, contient l'émetteur de 40 W fonctionnant sur une fréquence de 70 kHz, ainsi qu'un magnétophone à plusieurs pistes pouvant être télécommandé à partir d'un poste central.

Chaque voiture équipée d'un récepteur calé sur la fréquence de guidage entend, en parcourant une boucle, les informations importantes pour sa direction, elles sont enregistrées sur bande sans fin pour permettre de nombreuses répétitions. Le récepteur de la voiture est mis automatiquement en service par un signal codé de l'émetteur.

SYSTÈME RADIO TELEFUNKEN POUR LE GUIDAGE DE LA CIRCULATION

Section de l'autoroute fédérale, dans la région d'Hanovre, sur laquelle est installé l'équipement destiné au guidage radio de la circulation.
Les surfaces bordées de noir représentent les boucles d'induction couvrant la voie des deux côtés. Les cercles indiquent les zones couvertes par des émetteurs libres.

On entendra, par exemple :

« Attention ! émetteur de circulation. A cause d'un accident, on vient de fermer les deux voies de circulation dans votre sens à 30 km devant vous. Prenez la prochaine sortie vers Gutenhausen, puis l'accès à l'autoroute près d'Oberstein. Limitez votre vitesse à 50 km/h ! »

Lorsque ce système de guidage sera introduit, l'automobiliste aura le choix entre un petit récepteur spécial équipé d'une antenne ferrite et un appareil auxiliaire s'adaptant à son poste radio de voiture.

Pour équiper entièrement les 3 400 kilomètres d'autoroutes allemandes il faudrait, pour chaque sens de circulation, installer environ 800 émetteurs et boucles d'induction.

Dans le cas où un automobiliste désirerait avoir des informations sur la circulation lorsqu'il se trouve sur un accès de l'autoroute ou dans un centre à forte densité de circulation, le système inductif pourrait être complété par un ensemble de petits émetteurs à moyenne fréquence dont chacun couvrirait une zone de 5 km de rayon. Ces émetteurs devraient pouvoir être reçus par les postes radio normaux de voitures. Dans des cas particuliers, les voitures de patrouille ou les hélicoptères de la police pourraient même se mettre en communication directe avec l'usager de la route en émettant sur la même longueur d'onde.

CARNETS des SOCIÉTÉS

ACCORD CSF-RAYTHEON

Un accord ayant pour objet la conception, la construction et la maintenance des accélérateurs de particules aux Etats-Unis et au Canada, a été conclu pour dix ans entre CSF - Compagnie générale de télégraphie Sans Fil et Raytheon Co.

M. H. Leboutet, Directeur du Département Hautes Énergies de CSF, aura la responsabilité technique du programme accélérateur. Aux Etats-Unis, la direction du programme incombera à M. H. Scharfman de la Division Tubes Microondes et Tubes de Puissance de Raytheon, à Waltham (Massachusetts).

Les accélérateurs de particules sont utilisés par les organismes de recherche dans le domaine de l'atome et de la physique fondamentale. CSF a conçu et construit beaucoup de ces machines complexes en Europe, et Raytheon est un des principaux fournisseurs aux Etats-Unis de composants spéciaux, destinés aux accélérateurs, et des ensembles microondes.

Pendant près de quinze ans, Raytheon et CSF ont collaboré au développement et à la fabrication des tubes carcinotrons de type O et M, améliorant remarquablement les performances des tubes microondes. L'extension au domaine de l'accélérateur nucléaire des efforts déjà accomplis dans le passé témoigne de la continuité de la coopération technique et industrielle entre les deux Compagnies.

ACCORD SODETEG-WYLE

La Société d'Études Techniques et d'Entreprises Générales (SODETEG), 9, avenue Réaumur, Le Plessis-Robinson (Seine) vient de s'assurer pour l'Europe Continentale le concours de la Société Américaine Wyle Laboratories El Segundo (Californie), qui est la plus grande firme privée spécialisée dans les essais d'environnement. Ceux-ci ont, comme on le sait, pour objet de vérifier l'aptitude des matériels à fonctionner correctement dans des conditions parfois très dures. Ces essais prennent à l'heure actuelle une importance croissante dans l'industrie, notamment dans les industries aéronautique, nucléaire et spatiale.

CONTRAT TECHNIQUE TELEFUNKEN ET WHITTAKER CORP

La Société Telefunken et la Whittaker Corporation, de Los Angeles, viennent de signer un contrat technique

concernant les installations de radars secondaires pour la surveillance de l'espace aérien. Ces installations seront étudiées par la WHITTACKER CORPORATION et fabriquées par la Société TELEFUNKEN AG, elles seront équipées de circuits numériques microminiaturisés intégrés.

En vertu de ce contrat, TELEFUNKEN peut ainsi étendre ses activités du domaine du radar primaire à celui du radar secondaire moderne. La Société TELEFUNKEN elle-même a été chargée par l' « Institut Fédéral allemand pour la Sécurité de l'Aviation (BFS) » de développer un système d'antenne supprimant les lobes latéraux et qui sera utilisé pour ces nouvelles installations de radars secondaires. Le contrat permet à l'entreprise allemande d'exporter aussi des installations de radars secondaires complètes et spécialement à l'Euro-contrôle, organisation pour la surveillance de l'espace aérien du continent européen.

Dans le cadre de la surveillance de l'aviation civile et militaire et en liaison avec les radars primaires qui servent à localiser des avions en vol, les installations de radars secondaires sont destinées à identifier les avions et à déterminer leur altitude de vol.

CRÉATION D'UNE DIVISION SPATIALE CHEZ SOURIAU

En raison de l'évolution de l'activité de SOURIAU et Cie dans le domaine des Connecteurs spéciaux destinés aux engins spatiaux et du caractère très particulier des problèmes à résoudre, il a été créé au sein de la Société une *Division spatiale* groupant les moyens d'études et recherches, de fabrication et de contrôle, ainsi que la partie commerciale de la spécialité.

LE SERVICE A.T.M. DE MORS

La Société d'Électricité MORS vient de créer un service A.T.M. (Automatisme, Télétransmission, Matériel) dans le cadre de sa réorganisation. Il est issu d'un laboratoire de recherche fondamentale d'automatisme installé dans les locaux de l'Institut Polytechnique de Grenoble, et qui donna une impulsoin remarquable à la coopération Université-Industrie dans cette branche de la recherche.

Fondé en 1961, cet organisme se développait bientôt en « Département Automatisme et Électronique » de la Sté MORS ; équipé dès 1963 d'une usine de 1 000 m² qui produisait coup sur coup des matériels vite adoptés par l'industrie : relais statiques Logimors, enregistreurs numériques de défauts, de mesures, calculateurs, etc.

Le service A.T.M. qui fonctionne toujours en étroite collaboration avec la Faculté des Sciences de Grenoble, a récemment mis au point, sous le nom d'Automateur MAT.01, un calculateur qui vient de rentrer dans la phase industrielle.

NOUVEAU SIÈGE SOCIAL DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE DE RADIOLOGIE

Le siège social de la Compagnie générale de Radiologie vient d'être transféré, 13, square Max-Hymans, dans le prestigieux groupe immobilier « Maine - Montparnasse » ; il constitue le symbole de la volonté d'expansion et de l'esprit prospectif de la Compagnie, premier constructeur français de matériels radiologiques.

Dans l'allocution qu'il a prononcée à l'occasion de l'inauguration, M. P. BLANCHET, son président, a exposé la politique suivie par la Compagnie pour atteindre la dimension européenne et assurer son expansion.

Depuis deux ans, la CGR a pris sous son contrôle la société allemande Koch & Sterzel, d'Essen, et la firme belge De Man, d'Anvers. En outre, avec l'aide de sa maison mère, la Compagnie Française Thomson-Houston, elle dispose maintenant des moyens de la société française Chenaille, de St-Cloud. Enfin, elle vient de passer un important accord avec la société italienne Generay, de Monza, dans le but d'harmoniser leurs efforts techniques et industriels et de coordonner leur action à l'exportation.

Rappelons que la Compagnie Générale de Radiologie a participé en mai dernier à la création de la Société Thomson Médical dont l'objet est l'étude, le lancement et la mise en œuvre d'appareils électroniques pour le diagnostic, la surveillance et le traitement des malades.

SEUROLEC ET FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

« La Société SEUROLEC, 39-41, rue de l'Est à Boulogne-Billancourt (Seine), tél. 408.38.60, vient d'être nommée représentant pour la France, de la Société FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 313 Fairchild Drive, Mountain View, California, U.S.A.

Rappelons que cette Société fabrique toute une gamme de Sources à l'État Solide et d'Oscillateurs Hyperfréquence, ainsi que plusieurs types des Transistors Epitaxiaux Planar de puissance pour Amplificateurs Hyperfréquence (par exemple : 1 W à 1 GHz).

SPECTROL ET LA S.P. ELETTRONICA

A la fin du mois d'octobre, TECHNIQUE ET PRODUITS, 63 bis, rue d'Aguesseau, à Boulogne (Seine), avait organisé la visite des ateliers de la S.P. Elettronica, de Peró, près de Milan, qui fabriquent les potentiomètres de pfrécision et trimmers SPECTROL pour l'Europe.

Cette jeune société, intimement liée à Pirelli, exécute les pistes bobinées des potentiomètres et les monte dans des boîtiers appropriés. A part les pistes, les différentes pièces sont sous-traitées dans la région milanaise ou viennent des U.S.A. Des contrôles sévères sont effectués avant et tout au long de montage pour s'assurer des tolérances exigées et de la fiabilité du matériel.

Les ingénieurs des sociétés radioélectriques françaises participant à la visite se sont particulièrement intéressés à la fabrication des pistes à répartition non linéaire.

NOUVELLE USINE DU PONT AU LUXEMBOURG

Une usine de la DU PONT de Nemours (Luxembourg) S.A., destinée à la fabrication des feuilles de polyester « Mylar », a été inaugurée fin septembre 1965.

L'usine, située à Contern, près de Luxembourg, est la quinzième en Europe mise à la disposition des filiales de DU PONT et des sociétés où cette compagnie possède un intérêt, c'est la plus grande du genre sur le continent.

Le « Mylar » est un plastique en feuille très résistant, mis au point aux Etats-Unis par les chercheurs de DU PONT. Il possède une grande variété d'applications industrielles et de conditionnement ; on l'utilise comme isolant dans la fabrication des moteurs électriques, des condensateurs utilisés en électroniques, des fils et câbles, et comme support pour bandes magnétiques d'enregistrement sonore et pour la télévision.

NOUVELLES USINES IBM DANS LE MONDE

Après la mise en route à Montpellier de la nouvelle usine d'IMB France, où sont montés les premiers ordinateurs 360, modèle 40, destinés au marché national et à l'exportation, IBM Italie annonce son projet de construire une usine à Vimercate près de Milan pour la production des 360, modèle 20. Dès la fin de l'année commencera l'aménagement de cette usine d'une surface au sol de 23 000 mètres carrés qui remplacera les installations actuelles dont l'extension était limitée. Les 1 200 employés de l'usine fabriqueront également le matériel classique à cartes perforées jusqu'ici en production à Milan.

IBM Allemagne construira, de son côté, une nouvelle usine ; elle sera édifiée au sud de Mayence sur un terrain de 16 hectares. Sa mise en service est prévue pour le milieu de 1966 : à cette date, elle prendra le relais de l'usine actuelle de Sindelfigen pour la production du 360, modèle 30.

Enfin, en Amérique, une usine et un laboratoire seront construits en Caroline du Nord, près de Durham. Cette nouvelle construction de 45 000 mètres carrés abritera des groupes de recherches, travaillant à l'amélioration des produits actuels ainsi qu'à la mise au point de nouveaux projets. Là seront fabriquées également les unités terminales 1050 ; environ 1 000 personnes y travailleront dès le début de l'an prochain.

L'ACADÉMIE DES SCIENCES D'U.R.S.S. VISITE DES CENTRES ET LABORATOIRES DE RECHERCHE FRANÇAIS

Dans le cadre de leur voyage d'information en France, M. M.V. KELDYCH, Président de l'Académie des Sciences d'U.R.S.S., et la mission qu'il dirige, ont visité les centres de recherches de la CSF à Corbeville, où travaillent 1 000 chercheurs. M. PONTE, Président Directeur Général de la Compagnie, Membre de l'Académie des Sciences, les y a accueillis.

M. KELDYCH s'est particulièrement intéressé aux recherches d'avant-garde que la CSF poursuit dans le domaine des accélérateurs linéaires, des cyclotrons relativistes et des lasers, ainsi qu'aux méthodes appliquées par ses ingénieurs pour passer de la recherche pure à la recherche appliquée.

Au terme de sa visite, M. KELDYCH a exprimé le vœu de voir l'Industrie Française et particulièrement l'électronique, proposer à son pays la fourniture d'installations complètement équipées et prêtes à fonctionner, c'est-à-dire « clés en main ».

Cette même délégation a visité le Centre d'Aix-en-Provence de la Société Européenne des Semiconducteurs (S.E.S.C.O.), filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON.

Dans son allocution d'acceuil, M. DONTOT, Directeur Général de THOMSON-HOUSTON, a évoqué les nombreux contacts que, dans le domaine scientifique comme sur le plan industriel et commercial, le Groupe a déjà établi, notamment depuis 1961, avec l'Union Soviétique.

Pour sa part, M. TOUTAIN, Directeur Général de la Société Européenne des Semiconducteurs a rappelé que la S.E.S.C.O., qui occupe 700 personnes au Centre de Production d'Aix-en-Provence, se consacre notamment à la fabrication des diodes, des transistors et des circuits intégrés. La part de l'exportation dans son chiffre d'affaires global est en constante croissance et atteindra vrisemblablement 20 % en 1965.

LE VINGTIÈME ANNIVERSAIRE DU C.E.A. LE CEA A-T-IL ATTEINT LA TAILLE CRITIQUE ? (*)

par Serge BERG

Il y a 20 ans, le 18 octobre 1945, le Général de Gaulle signait l'ordonnance portant création du Commissariat à l'Énergie atomique. Cet anniversaire, qui a donné lieu à plusieurs manifestations officielles, a permis également, aux responsables de l'effort atomique français de dresser un bilan de cet effort et de tracer les perspectives du développement atomique en France.

Le CEA, 20 ans après sa création, emploie un effectif de 28 000 travailleurs, dispose d'un budget annuel d'environ 5 milliards de francs et comprend notamment :

— 4 grands centres de recherche générale (Saclay, Fontenay-aux-Roses, Grenoble et Cadarache) principalement consacrés à des recherches scientifiques et à des recherches techniques orientées vers les applications industrielles de l'énergie atomique, mais où se font également certaines productions (radio - isotopes) ou certaines fabrications (éléments combustibles). Ces quatre centres civils de recherche sont équipés de 23 réacteurs de recherches et assemblages critiques en service ou en construction et d'une vingtaine d'accélérateurs de particules dont le synchrotron à protons « Saturne » de 3 GeV.

— 4 centres de production des matières de base, en fonctionnement ou en construction avancée (Le Bouchet pour l'uranium naturel, Marcoule et La Hague pour le plutonium, Pierrelatte pour l'uranium 235).

— 5 centres d'étude des applications militaires, et 2 centres de fabrication d'armes.

— 3 divisions minières métropolitaines, avec chacune une usine de traitement chimique des minerais (usines gérées par une société d'économie mixte).

En 20 ans donc, le CEA a grandi au rang d'une très grande entreprise, dont le statut est assez particulier. D'une part, en effet, le CEA est placé non seulement sous le contrôle, mais sous l'autorité du Premier ministre. C'est le Premier ministre ou un ministre délégué qui préside le Comité de l'énergie atomique. D'autre part, il dispose d'une grande liberté d'action qui se traduit par une autonomie de gestion qu'on ne retrouve dans aucun établissement public français. Le CEA est dispensé du contrôle financier auquel sont habituellement soumis les établissements publics de l'Etat, sauf pour les dépenses du personnel et de matériel afférents à la gestion administrative, ainsi que pour les acquisitions d'immeubles.

La direction du CEA est bicéphale. L'Administrateur général, délégué du gouvernement, dispose des pouvoirs les plus étendus sur le plan administratif et sur le plan financier pour gérer l'établissement qu'il dirige. Le Haut Commissaire, de son côté, assure la direction scientifique et technique du CEA.

La question s'est posé, ces derniers temps, de savoir si le CEA n'avait pas au point de vue taille, atteint ses limites extrêmes et s'il ne fallait pas envisager de lui enlever une partie de ses attributions comme, par exemple, la fabrication des éléments combustibles, les recherches sur l'amélioration des filières éprouvées, la production d'armes nucléaires. Autrement dit, certains se demandent si le CEA ne doit plus garder que sa vocation purement scientifique, abandonnant toutes les autres activités, aux Armées, à l'EDF et à des Sociétés privées.

Le problème est d'importance. Certains évoquent, toutes proportions gardées, l'exemple du CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) qui « ne fait rien par lui-même et rien pour lui-même », mais qui, grâce à la formule des contrats, dirige et oriente la recherche spatiale française. Mais le caractère assez particulier de certaines recherches menées par le CEA pourrait difficilement être compatible avec une telle formule. Ce caractère particulier, il s'agit essentiellement de recherches d'ordre militaire, pose, par contre, au CEA, le problème, pas toujours facile, des relations avec les Armées, dans la mesure où les uns et les autres sont jaloux de leurs prérogatives et voudraient, non seulement les garder, mais plutôt les étendre.

Il n'y a pas très longtemps on évoquait, au CEA, en très haut lieu, la possibilité d'un éclatement du CEA, estimant que cet organisme avait atteint la taille critique. Par éclatement il faut entendre, par exemple, que la fabrication des éléments combustibles passe à une société spécialisée. On était enclin à admettre que le CEA ne devrait plus se consacrer, au sein des laboratoires dépendant directement de sa gestion, qu'à des travaux de recherche, abandonnant tout ce qui touche de près ou de loin à la production proprement dite.

Ce ne semble pourtant pas être l'avis du Haut Commissaire, bien qu'il soit exprimé avec des nuances, si on s'en tient à l'article publié, sous sa signature, dans le numéro spécial : « *Echos du CEA* », sorti à l'occasion du 20e anniversaire. M. Francis PERRIN écrit, en effet, répondant à la question qu'il se pose à lui-même, « le CEA est-il devenu trop grand ? » : « L'étude perspective du développement probable des utilisations de l'énergie atomique d'ici quinze ou vingt ans montre que, bien au contraire, les effectifs et les grands équipements d'étude et de recherche du Commissariat doivent encore être accrus de façon notable dans les prochaines années pour qu'il puisse faire face aux tâches essentielles qui vont lui incomber, tant dans le domaine des applications industrielles que dans celui des applications militaires ». M. PERRIN ajoute en conclusion de son article : « il apparaît que la mission confiée au CEA, loin d'être sur le point de s'achever, exige encore de grands efforts et de longs travaux avant que d'autres objectifs aient à lui être assignés et que le pays tirera de grands bénéfices du maintien en pleine activité, pour une durée sans limite prévisible, de l'organisme si remarquable que les besoins de la mise en œuvre des applications de l'énergie atomique ont fait créer il y a vingt ans ».

Prenons acte de cette déclaration, mais sans doute correspond-elle plus à une tactique jugée opportune pour maintenir les positions actuelles du CEA qu'à la pensée profonde du Haut Commissaire.

* Extrait du Bulletin d'Informations Atomiques NUCLELEC du 19 octobre 1965

Madame Etienne CHIRON qui, en tant que Président-Directeur général des ÉDITIONS CHIRON (S.A.), poursuivait l'œuvre de son mari, à la tête de la firme qu'il avait fondée en 1908, s'est éteinte à Paris le 14 novembre 1965.

Depuis 1947, les ÉDITIONS CHIRON, éditeurs de livres et périodiques scientifiques et techniques, parmi lesquels figurent *l'Onde Électrique*, étaient animés par la défunte et le neveu du fondateur, M. Paul ESCARFAIL, Directeur général adjoint de la Maison d'Édition et Président-Directeur général des Papeteries de Moulin-Vieux.

Au nom de la SFER, M. R. CABESSA, secrétaire général, a adressé les condoléances de la société dans les termes suivants :

La Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens présente ses condoléances émues à Madame Berthe CHIRON, M. Paul ESCARFAIL, M. GINIAUX pour le décès de Madame Etienne CHIRON, Président-Directeur général de la Société CHIRON, éditeur de notre revue *l'Onde Électrique*, dont le développement et la haute tenue sont liés aux efforts accomplis par tout le personnel de la Société CHIRON qui travaillait sous sa direction.

BIBLIOGRAPHIE

Cours d'Électronique, par L. BOUCHET et A. MARTIN, *Professeurs.*

Cet ouvrage a été conçu, tout particulièrement, pour les élèves préparant les examens du B.T.E. et du B.T.S.E., mais, tout en respectant fidèlement les programmes, les auteurs se sont efforcés de limiter les détails qui, bien souvent, par leur attrait, masquent l'essentiel. C'est pourquoi les différents chapitres ont été traités avec rigueur et simplicité. On remarquera notamment que les démonstrations mathématiques alternent avec les explications physiques des phénomènes étudiés et que quelques exercices d'application mettent en relief certains aspects particulièrement délicats du cours.

Ci-dessous un résumé de la table des matières :

TOME I : TUBES SEMICONDUCTEURS ET CIRCUITS

I — *Les tubes électroniques.* — Les différents modes d'émission électronique. Le tube diode. Le tube triode. Le tube tétrode. Le tube pentode. Autres tubes à vide.

II — *Les tubes à atmosphère gazeuse.* — Tubes diodes à gaz. Le thyratron. Tubes à cathode froide. L'ignitron.

III — *Les semiconducteurs.* — Les jonctions *n-p*. Transistors à jonctions.

IV — *Les circuits simples en régime libre.* — Introduction. Circuit à résistance inductance. Circuit à résistance, inductance, capacité.

V — *Introduction au régime forcé.* — Généralités. Emploi des nombres complexes. Dipôles.

VI — *Circuits série en régime forcé.* — Association. résistance et bobine d'inductance. Association résistance et capacité. Association résistance, inductance et capacité (Phénomène de résonance, surtension).

VII — *Circuits parallèles en régime forcé.* — Association résistance et bobine d'inductance, résistance et capacité. Association résistance, inductance et capacité (phénomène d'antirésonance, surintensité). Emploi du générateur à courant constant. Dualité.

TOME II : CIRCUITS DE LIAISON, QUADRIPÔLES FILTRES, AMPLIFICATION PAR TUBES ET TRANSISTORS

I — *Les circuits couplés.* — Généralités. Couplage par mutuelle inductance.

II — *Les circuits de liaison ou filtres simples.* — Introduction à l'étude des circuits de liaison. Étude des circuits de liaison.

III — *Les quadripôles et les filtres* (Programme B.T.S.E. seulement). Généralités sur les quadripôles. Calculs des quadripôles pasif (en T, n et L). Introduction aux filtres.

IV — *Amplification par tubes.* — La fonction amplificatrice. Impédances d'entrée et de sortie des tubes. Polarisation des électrodes. Montages « plaque à la masse » et « grille à la masse ».

V — *Amplification par transistors.* — Relations fondamentales. Circuits équivalents. Les réseaux de caractéristiques. Propriétés des amplificateurs B.F. Circuits de polarisation.

Masson, éditeur, 1964 et 1965. Tome I : Un volume de 214 pages 16 × 25 avec 152 figures. Prix : 22 F. Tome II : Un volume de 333 pages 16 × 25 avec 235 figures. Prix : 32 F.

Le vide, par R. CHAMPEIX, *Docteur ès sciences, Directeur technique adjoint à la CSF.*

L'auteur n'a eu d'autre prétention, nous dit-il, dans son livre, que d'aider « l'honnête homme » de cette seconde moitié du XX^{e} siècle à prendre contact avec une activité qui accompagne, sans que bien souvent il s'en doute, sa vie quotidienne.

L'art de faire le vide est en effet devenu, de nos jours, l'un des plus précieux auxiliaires de la métallurgie, de la grosse industrie chimique, de l'optique et de l'électronique.

Quand on apprend également que l'industrie du pétrole possède les pompes à vide les plus puissantes qui existent, que la fabrication des jus de fruits, du lait en poudre ou du plasma sanguin met en jeu les plus modernes des installations d'évacuation des gaz, on ne peut qu'admirer la place qu'a prise la technique du vide dans le progrès industriel.

L'ouvrage s'achève sur les perspectives les plus actuelles de recherche de pressions voisines du vide absolu, qui trouvent leur application dans la fabrication de certains tubes utilisant des faisceaux électroniques très denses, aussi bien que dans les recherches spatiales ou dans la fusion thermonucléaire contrôlée, source d'énergie de demain.

Ayant ainsi pénétré dans les laboratoires et les usines, nous mesurons mieux l'importance du vide non seulement sur le plan scientifique, mais aussi sur le plan économique et social : dans le monde entier, plus d'un million de personnes vivent de techniques utilisant le vide.

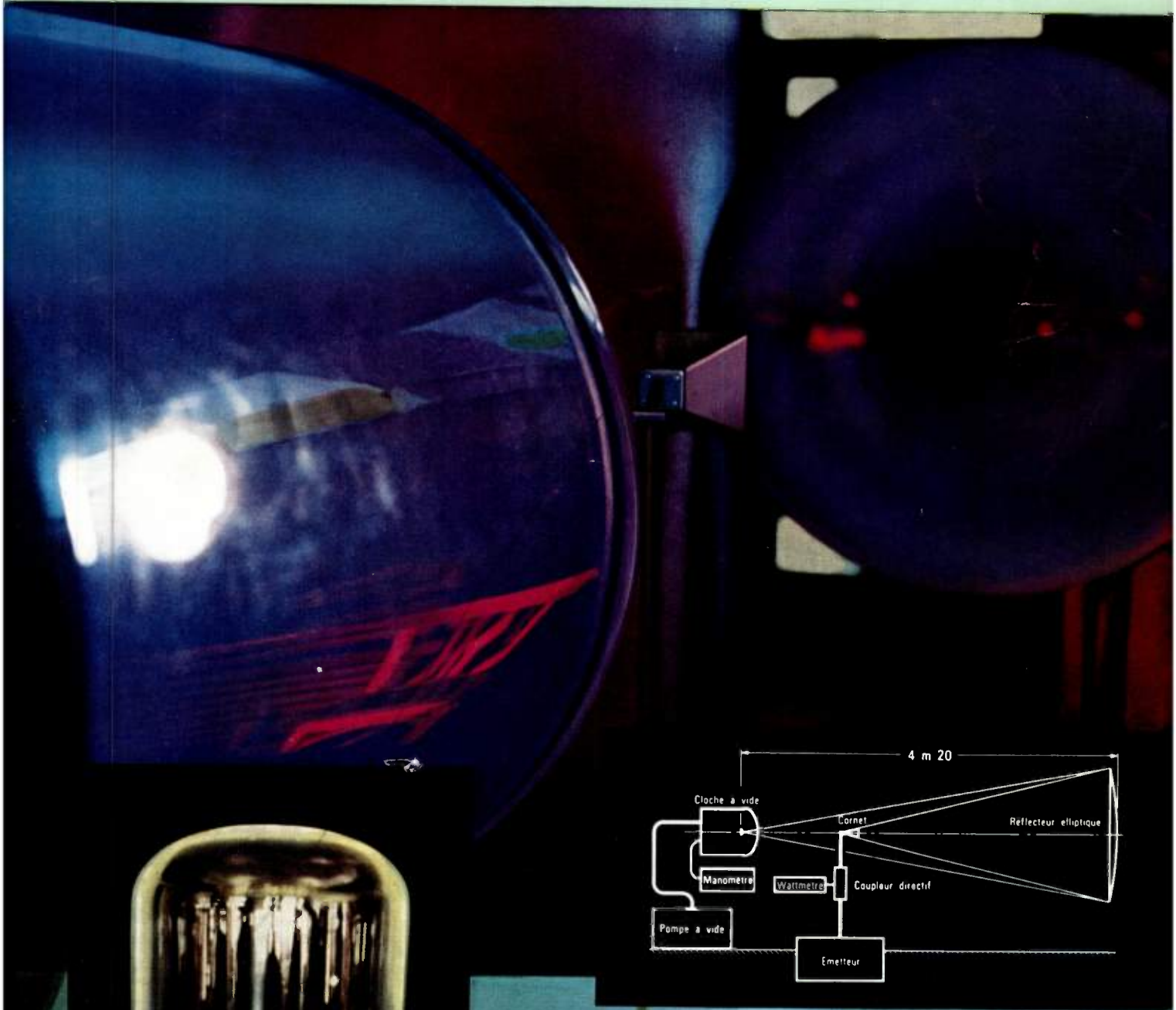
Hachette, éditeur, 1965. Un volume broché 15 × 21 cm de 242 pages. Très nombreux dessins et schémas. Prix 22 F.

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
FEB 2 0 1966

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45e ANNÉE - N° 465
DÉCEMBRE 1965
PRIX : 10 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Expériences concernant les interactions antennes-plasmas réalisées dans les laboratoires de la Société STAREC à Massy.

■

COLLOQUE SUR LES ANTENNES EN MILIEU IONISÉ

(Paris, juin 1965)

à zéro central mais...

RÉGLAGE des DISCRIMINATEURS

lecture sur la totalité de l'échelle

● indicateur AUTOMATIQUE de polarité...

Entre 0 et ± 3.000 volts la polarité de la tension continue mesurée est affichée directement sur un voyant lumineux avec commutation automatique du galvanomètre dans le sens convenable dès que la position zéro est dépassée.
Dans l'utilisation en voltmètre à zéro central, la lecture s'effectue donc sur la totalité de l'échelle du cadran.

voltmètre électronique TYPE A 206

CARACTÉRISTIQUES

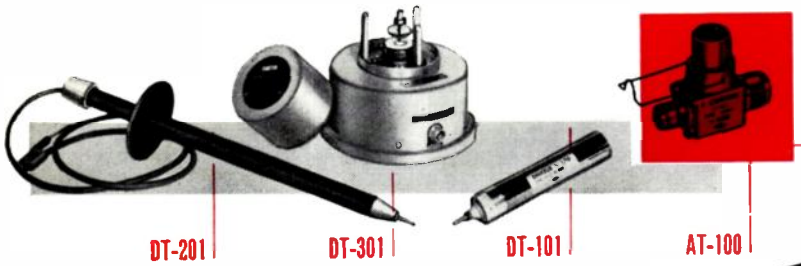
Mesures en continu : 10 mV à 3.000 V - 9 gammes - Précision > ± 3% ; INDICATION AUTOMATIQUE de la polarité - Résistance d'entrée : 100 MΩ sur toutes les gammes - Extension des mesures jusqu'à 30.000 V avec le diviseur de tension type DT 201 -

Mesures en alternatif : 50 mV à 300 V - 7 gammes - Précision > ± 3% - ± 1,5 dB de 20 Hz à 1000 MHz - C. d'entrée : 1,6 pF - Extension des mesures jusqu'à 15 kV avec les diviseurs de tensions types DT 101 et DT 301.

Mesures des Résistances : 0,2 Ω à 5.000 MΩ en 8 gammes sous tension continue stabilisée.

"T" DE MESURES, 50 Ω, TYPE AT 100

Pour mesures sur lignes coaxiales et utilisation du voltmètre A 206 comme Wattmètre HF, VHF, UHF. T.O.S. de l'ensemble > 1,2 jusqu'à 700 MHz.



AUTRES FABRICATIONS - Générateurs HF, VHF, UHF, SHF - Analyseurs de spectres - Test Set Radars - Electronique rapide : Générateurs d'impulsions et Oscilloscope 2000 MHz - Fréquencemètres compteurs automatiques - Mesures d'impédance et de puissance en HF, VHF, UHF, SHF - Voltmètres et Millivoltmètres Electroniques - Alimentations stabilisées - Micromoteurs - Pièces détachées, etc...

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE
S.A. AU CAPITAL DE 5.250.000 F

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER - 78 - TRAPPES (FRANCE) • TÉLÉPHONE : 923 08-00 (8 LIGNES) • TÉLEX : 25.705

Agence PUBLÉDITEC-DOMENACH 72/T

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION
S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION
ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an, 11 numéros), chez l'éditeur: France 54 F - Étranger 65 F.
C. C. P. Paris 53-35.

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso " extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ
Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, Paris 6e - Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-Lecocq, Paris 15e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Les problèmes des décharges de haute fréquence en atmosphère raréfiée sont étudiés avec une attention spéciale, dans les laboratoires de la STAREC à Massy, à cause de leur importance dans les applications spatiales.
Ces études ne se limitent pas au problème du « claquage » des antennes, très important en lui-même, (en bas à gauche), mais s'étendent aussi à l'expérimentation de plasmoïdes, obtenus par focalisation de l'énergie électromagnétique dans une enceinte portée à la pression critique (photo du haut), en vue d'applications à grande échelle.

STAREC - 12-14, avenue Carnot
91 - MASSY - Tél. 920.13.30

45e année — **Décembre 1965** — 10 F
N° 465

✱ COLLOQUE SUR LES ANTENNES EN MILIEU IONISÉ

PARIS 21-24 juin 1965

organisé
par le Centre National d'Études Spatiales

✱ Table des matières publiées en 1965 dans l'Onde Électrique

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

M. P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Président désigné pour 1966

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société M.E.C.I.

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la C.F.T.H.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Mairte deConférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire et du Département de Génie Électrique de Toulouse,
Vice-Président. — M. F. CAMBOU, Directeur du Centre d'Études Spatiales des Rayonnements de Toulouse.
Secrétaire-Général. — M. E. CASSIGNOL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Toulouse.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de *l'Onde Electrique*, Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

SOMMAIRE

* Colloque sur les antennes en milieu ionisé

Avant-Propos 1377

Introduction 1378
E. ROUBINE

I. Rayonnement et diffraction

Rayonnement d'une antenne dans un milieu anisotrope 1379
G.A. DESCHAMPS

Rayonnement et diffraction dans des régions anisotropes 1386
L.B. FELSEN

Diffraction d'une onde électromagnétique plane par un cylindre de plasma inhomogène 1393
P.E. FAUGERAS

II. Impédances

Etude des calculs et mesures d'impédance d'antennes en milieu ionisé 1397
H. WEIL

Impédance d'une antenne cylindrique dans un magnéto-plasma avec pertes 1404
J.P. LAFON

Théorie du bruit thermique dans l'ionosphère 1409
K.G. BUDDEN, G.J. DANIELL

Antennes métalliques dipôles cylindriques et tronconiques pour la réception d'ondes très basses fréquences : Théorie de leur comportement dans l'ionosphère 1421
G. DRIANCOURT

Antenne électrique dipôle pour réception TBF dans l'ionosphère 1427
L.R.O. STOREY

Puissance non réversible et résistance de rayonnement des antennes dans les gaz ionisés anisotropes 1436
K.S.H. LEE, C.A. PAPAS

III. Phénomènes liés au rayonnement

Excitation de résonance de plasma par une petite antenne dipôle fonctionnant en impulsion 1437
J.A. FEJER

Propagations d'ondes électromagnétiques dans le milieu ionisé entourant un engin hypersonique 1446
J. DOREY

Effets de l'ionisation frontale sur la transmission pendant le vol Eldo S.L.V. 1451
D. CUNSOLO, A. GILARDINI

Méthode de similitude pour déterminer les seuils de décharge dans les systèmes électromagnétiques 1459
C. ANCONA

Effets de rupture de gaine des antennes, à haute altitude 1465
I.L. JONES

IV. Résultats expérimentaux

Mesures de l'admittance d'une antenne dans l'ionosphère 1471
E.N. BRAMLEY

Mesures à basse fréquence de l'admittance d'un dipôle dans l'ionosphère 1475
T.R. KAISER, J.K.E. TUNALEY

Les effets d'ionisation dus à la traînée des gaz éjectés par les moteurs arrière de la fusée sur les communications radio avec le premier étage du véhicule de lancement du satellite européen
H. WILLIAMS

La sonde à résonance 1480
D. LEPÉCHINSKY

Conclusions générales G.A. DESCHAMPS 1486

Informations et documentation technique. Communiqués et Bibliographie 1489

* Table des matières publiées en 1965 dans l'Onde Électrique 1503

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922† Le Duc Maurice de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923† H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924† R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925† J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926† E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929† L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930† Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 † C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932† P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933† L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934† Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935† R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936† R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937† F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938† P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 † L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946† R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947† R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur-Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef de la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956† R. RIGAL, Ingénieur des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.
1959 P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1960 L'Ingénieur Général A. ANGOT.
1961 Le Général de C.A. J. GUERIN.
1962 B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1963 G. LEHMANN, Directeur Scientifique de la C.G.E.
1964 L. BRAMEL de CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des Postes et Télécommunications.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
M. Paul BRENOT, Président d'Honneur de la S.F.R. Afrique et de la Société Fabrications Radioélectriques Marocaines.
M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut. Directeur Général du Centre National de la Recherche Scientifique.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
M. Alfred FESSARD, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Etudes de physiologie nerveuse et d'électrophysiologie.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France. Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris.
M. Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
M. Louis NEEL, Membre de l'Institut, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherche Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Hydraulique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Energie Atomique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

M.Y. BERNARD, Professeur de Radioélectricité au C.N.A.M.
P. DESNEIGES, Chef de la Section Autonome d'Electronique Appliquée au C.E.A.
R. DESSOULAVY, Professeur, Titulaire de la Chaire Electronique et Télécommunications à l'E.P. de l'Université de Lausanne.
P. GAMET, Ingénieur-Conseil à la F.N.I.E.
A. HENRY, Ingénieur en Chef des Télécommunications (en disponibilité) I.B.M. (World Trade Europe Corporation).
B. LECLERC, Directeur adjoint des Etudes à la Compagnie des Machines Bull.
Ch. LOYEN, Secrétaire Général Technique de la F.N.I.E.
R. MARTINET, Ingénieur-Conseil en Propriété Industrielle.

E. AISBERG, Président de l'Union Internationale de la Presse Radiotechnique et Électrique.
P. ASSENS, Ingénieur Militaire en Chef des Télécommunications d'Armements
M. BARROUX, Directeur à la C.F.T.H.
J. BERTRAIS, Ingénieur militaire en Chef de l'Air.
J. BLOUET, Chef de Service au L.C.I.E.
S. LACHARNAY, Ingénieur en Chef à la R.T.F.
J. ROYER, Président Directeur Général de la Société Rochar Électronique
R. WAHL, Directeur à la Société Intertechnique.

P. AIGRAIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
R. BUFFARD, Chef de Division à l'O.R.T.F.
M. CAMBORNAC, Directeur de la Division Électronique Industrielle à la Compagnie Générale d'Électronique Industrielle Lepaute.
R. DAVID, Ingénieur en Chef-Conseil à la Société Le Matériel Électrique S.W.
Cl. DUCOT, Directeur Technique Adjoint aux Laboratoires d'Électronique et de Physique Appliquées.
Ch. DUFOUR, Directeur du Département Composants-Électroniques C.R. de la C.G.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM.

R. BERTEROTTIÈRE, Chef du Service Orientation Technique, Groupe Electronique C.F.T.H.
J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.
J. FRANÇOIS, Ingénieur des Télécommunications à l'E.N.S.T.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES

INTRODUCTION, par E. ROUBINE, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris. Directeur Scientifique du Colloque.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (page 1378).

Le Directeur Scientifique explique le but que s'est fixé le colloque : l'étude simultanée de deux problèmes particulièrement difficiles, celui des plasmas et des antennes placés en milieu ionisé.

Ces problèmes sont en pleine évolution et font appel à toutes les techniques que l'ensemble des branches de la physique met à la disposition de l'ingénieur.

L'envoi des véhicules spatiaux, la nécessité de les guider et de recueillir leurs messages, rend ce sujet particulièrement d'actualité.

RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE DANS UN MILIEU ANISOTROPE par G.A. DESCHAMPS, *University of Illinois, Faculté des Sciences de Paris.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1379 à 1385).

Le champ électromagnétique produit à grande distance par une antenne placée dans un milieu anisotrope, ou dans un milieu ionisé compressible, est exprimé dans chaque direction par une somme d'ondes planes, caractéristiques du milieu.

L'amplitude de ces ondes, si elles ont été normalisées pour que leur vecteur de Poynting généralisé soit de longueur unité, s'exprime à l'aide des propriétés géométriques de la surface de dispersion σ, de la polarisation des ondes planes caractéristiques, et de la transformée de Fourier de la distribution du courant dans l'antenne.

On déduit de ce résultat des conséquences relatives à la définition du gain et de la section efficace d'une antenne et au calcul de sa résistance de rayonnement.

RAYONNEMENT ET DIFFRACTION DANS DES RÉGIONS ANISOTROPES, par B. FELSEN, *Electrophysics Department Polytechnic Institute of Brooklyn Farmingdale, New York, U.S.A.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1386 à 1392).

Cet article envisage de passer en revue les techniques employées dans l'analyse des problèmes de rayonnement et de diffraction en milieu anisotrope, et cela avec une description physique des phénomènes ondulatoires correspondants. Le rôle des surfaces d'indice des ondes planes dans l'analyse et l'interprétation est mis en relief, et on montre que beaucoup de caractéristiques importantes du rayonnement et de la diffraction peuvent être prévues à partir des diagrammes de rayon basés sur ces surfaces. Des exemples de démonstration spéciaux sont présentés pour montrer la validité des concepts généraux et pour ajouter certaines informations quantitatives.

DIFFRACTION D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE PAR UN CYLINDRE DE PLASMA INHOMOGÈNE, par P.E. FAUGERAS, *Groupe de Recherches de l'Association EURATOM-CEA sur la Fusion, Fontenay-aux-Roses (Seine), France.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1393 à 1396).

Nous avons étudié la diffraction, par un cylindre de plasma inhomogène, d'une onde électromagnétique plane à l'incidence normale, en utilisant la méthode du champ « self-consistant ». Le champ diffracté a été calculé numériquement en faisant varier les paramètres : diamètre du plasma, densité sur l'axe, forme du profil de densité, fréquence de collisions, et on donne ici l'essentiel des résultats obtenus.

ÉTUDE DES CALCULS ET MESURES D'IMPÉDANCE D'ANTENNES EN MILIEU IONISÉ par H. WEIL, *University of Michigan, Ann Arbor, Michigan.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1397 à 1403).

Cet article fait la synthèse des travaux des divers chercheurs, relatifs à une source rayonnant dans un magnétoplasma. Les calculs numériques donnant l'impédance de l'antenne placée dans ces conditions ont pu être partiellement vérifiés par l'expérience, à l'aide de fusées tirées dans l'ionosphère supérieure : les différences constatées entre théorie et résultats expérimentaux peuvent s'expliquer par l'existence d'une gaine de plasma rayonnant autour de l'antenne. Les expériences de laboratoires, trop peu nombreuses encore, permettront probablement d'éclaicir la question.

IMPÉDANCE D'UNE ANTENNE CYLINDRIQUE DANS UN MAGNÉTO-PLASMA AVEC PERTES, par J.P. LAFON, *Ecole Normale Supérieure.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1404 à 1408).

Dans un plasma homogène, infini, incompressible, anisotrope, il se propage deux modes électromagnétiques propres pour lesquels on peut définir un indice de réfraction qui varie avec la direction de propagation. Cet indice peut devenir infini dans certaines directions si on néglige les pertes. L'introduction d'une fréquence de collision permet de pallier cet inconvénient.

Le calcul de l'impédance d'une antenne plongée dans ce plasma fait intervenir le courant qui circule, sur lequel on doit faire des hypothèses. On recherche les conditions nécessaires et suffisantes qui doivent vérifier la distribution qui le représente pour que l'intégrale de l'impédance converge, ce qui est physiquement nécessaire. On examine à cette lumière, les essais antérieurs d'autres auteurs.

Il est donné une méthode de calcul largement applicable (poussée dans un cas particulier jusqu'au calcul explicite sur IBM 7040).

LA THÉORIE DU BRUIT THERMIQUE DANS L'IONOSPHÈRE, par K.G. BUDDEN et G.I. DANIELL, *Cavendish Laboratory, Cambridge.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1409 à 1420).

On établit des formules qui donnent les champs électromagnétiques fluctuants du bruit aléatoire dans un milieu magnéto-ionique en équilibre thermique. L'étude part de la formule de Nyquist donnant la tension fluctuante aux bornes d'une résistance localisée et montre comment elle peut être étendue au cas d'un système réparti tel que l'ionosphère. L'article ne contient rien dont le principe soit nouveau mais passe le sujet en revue, en insistant sur les idées physiques sous-jacentes. On conclut qu'il est impossible de ne pas tenir compte de la dispersion spatiale, de sorte que le bruit associé à l'onde de plasma est important. La distance de corrélation des courants de bruit thermique joue un rôle fondamental dans cette étude.

ANTENNES MÉTALLIQUES DIPOLES CYLINDRIQUES ET TRONCONIQUES POUR LA RÉCEPTION D'ONDES T.B.F. : Théorie de leur comportement dans l'ionosphère, par G. DRIANCOURT, *Ingénieur CAT, Centre National d'Etudes des Télécommunications, Département Télécommande.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1421 à 1426).

Pour décrire le comportement d'une telle antenne, la quantité qu'il importe de connaître est sa longueur effective. L'étude de celle-ci nécessite surtout de considérer l'état de la gaine d'ions en fonction de la distance le long du bras.

Lorsque ces antennes sont montées sur un engin spatial doté d'un mouvement de translation, le champ électrique induit par le champ magnétique terrestre rend la gaine d'ions non uniforme. Le centre électrique d'un bras n'est plus le même qu'en espace libre et son déplacement est fonction de l'orientation du bras.

Pour les antennes à bras cylindriques, le calcul montre que ce déplacement est une fonction impaire du champ électrique induit ; il est donc égal et de signe contraire sur les deux bras opposés de l'antenne. La longueur effective totale reste constante en dépit des variations de l'orientation de l'antenne.

Pour un dipôle à bras tronconiques, par contre, les déplacements des centres électriques des deux bras dus à l'influence du champ induit ne sont pas les mêmes. La longueur effective totale varie alors avec l'orientation de l'antenne.

Ce mauvais comportement des dipôles métalliques de formes classiques montre la nécessité de mettre au point des antennes électriques de conception nouvelle pour la réception d'ondes TBF par les engins spatiaux.

SUMMARIES OF THE PAPERS

STUDY OF CALCULATIONS AND MEASUREMENTS OF THE IMPEDANCE OF ANTENNAS IN IONISED SURROUNDING, by H. WEIL, *University of Michigan, Ann Arbor Michigan.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1397 à 1403).

This paper establishes the synthesis of diverse scientist works about a source radiating into a magnetoplasma. The numerical calculus giving impedance of an antenna placed in these conditions have been partially verified experimentally by mean of rockets sended into the upper ionosphere the differences between theory and experimental results can be explained by presence of a plasma sheath radiating around the aerial Laboratory experiences still too few important will probably permitt to precise the question.

IMPEDANCE OF A CYLINDRIC ANTENNA INTO A MAGNETOPLASMA WITH LOSSES, by J.P. LAFON, *Ecole Normale Supérieure.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1404 to 1408).

In an homogeneous, infinite, incompressible, anisotropic plasma, two own electromagnetic modes are propagating for which it is possible to define a refraction index varying with the propagation direction.

This index is becoming infinite in some directions if no care of losses is taken. Introduction of collision frequency permit to palliate this disadvantage.

Calculus of the antenna impedance set in plasma environment includes the current flow on which one must do some assumptions.

The necessary and sufficient conditions are searched which must verify the distribution representing the current in order to obtain the convergence of the impedance integral, physically necessary.

Former trials of other authors are examined. A wide applicable calculus method (elaborated in a particular case to an explicite calculus on IBM 7040) is given.

THE THEORY OF THERMAL NOISE IN THE IONOSPHERE, by K.G. BUDDEN and G.J. DANIELL, *Cavendish Laboratory, Cambridge.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1409 to 1420).

Formulae are derived for the fluctuating electric fields of the random noise in a magnetoionic medium in thermal equilibrium. The treatment starts from Nyquist's formula for the fluctuating voltage in a lumped resistor and shows how this can be extended to deal with distributed systems such as the ionosphere. The paper contains nothing new in principle but is a review of the subject stressing the underlying physical ideas. It is concluded that spatial dispersion cannot be ignored so that the noise associated with the plasma wave is important. The correlation distance for the thermal noise currents plays a fundamental part in the theory.

A THEORY FOR BEHAVIOUR IN THE IONOSPHERE OF METALLIC DIPOLE ANTENNAS OF CYLINDRICAL OR TRUNCATED CONICAL FORM INTENDED FOR THE RECEPTION OF VERY LOW FREQUENCY WAVES, by G. DRIANCOURT, *Ingénieur CAT, Centre National d'Etudes des Télécommunications, département télécommande.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1421 to 1426).

In order to describe the performance of a particular antenna, the dimension it is necessary to know is its effective length. The examination of this requires, above all, consideration of the condition of the ionic sheath in relation to distance along the arms.

When these antennas are mounted on a space vehicle provided with a translation movement, the electric field introduced by the earth's magnetic field makes the ionic sheath non-uniform. The electrical centre of an arm is no longer the same as in free space and its displacement is a function of the orientation of the arm.

For antennas with cylindrical arms, calculation shows that this displacement is an uneven function of the introduced electric field. It is equal and of opposite sign on the opposite arms of the antenna. The total effective length remains the same despite variations in the orientation of the antenna.

For a dipole having arms in the form of truncated cones, on the other hand, the displacement of the electrical centres of the two arms under the influence of an introduced field are not the same. The total effective length then varies with the orientation of the antenna.

This unfortunate behaviour of metallic dipoles in conventional form demonstrates the necessity of devising electrical antennas of a new type for the reception of VLF waves in space vehicles.

INTRODUCTION, by E. ROUBINE, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris, Directeur Scientifique du Colloque.* L'Onde Electrique, December 1965 (page 1378).

Technical Manager explains purposes of this symposium : simultaneous study of two particularly difficult problems, the one being about plasmas the other about antennas in ionised environments.

These problems are now in full development and call upon all technics available for the engineer into the whole of the physics branches.

Sending of spacecrafts, needs to drive them and receive their messages, set this matter particularly up to date.

RADIATION FROM AN ANTENNA IN ANISOTROPIC SURROUNDINGS, by G.A. DESCHAMPS, *University of Illinois, Faculté des Sciences de Paris.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1379 to 1385).

The electromagnetic field produced at a considerable distance by an aerial placed in an anisotropic ambiance, or in a compressible ionised atmosphere, is expressed in each direction by a sum of plane waves characteristic of the environment.

The amplitude of these waves, if they have been standardised so that their generalised Poynting vector is of unit length, is expressed by the aid of the geometrical characteristics of the surface σ, the polarization of characteristic plane waves, and the Fourier transformation of the current distribution in the antenna.

One deduces from this result consequences relating to the definition of gain and of the effective section of an antenna and the calculation of its radiation resistance.

RADIATION AND DIFFRACTION IN ANISOTROPIC REGIONS, by B. FELSEN, *Electrophysics department Polytechnic Institute of Brooklyn Farmingdale, New York, U.S.A.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1386 to 1392).

This article is intended to review the techniques employed in the analysis of radiation and diffraction problems of anisotropic media together with a physical description of the corresponding wave phenomena. The function of surface characteristics for plane waves in the analysis and the interpretation is explained and it is shown that many of the important characteristics of radiation and of diffraction can be derived from ray diagrams based on these surfaces. Examples of special experiments are given to show the validity of the general concepts and to add certain quantitative information.

DIFFRACTION OF A PLANE ELECTROMAGNETIC WAVE BY MEANS OF AN INHOMOGENEOUS PLASMA CYLINDER, by P.E. FAUGERAS, *Groupe de Recherches de l'Association EURATOM-CEA sur la fusion, Fontenay-aux-Roses (Seine) France.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1393 to 1396).

The diffraction caused by an inhomogeneous plasma cylinder on a normal incidence plane electromagnetic wave is studied by means of the self-consistent field method. The diffracted field is then worked out numerically by varying the parameters : diameter of the plasma, density along the axis, shape of the density profile and collision frequency. The more important results obtained are extracted.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

ANTENNE ÉLECTRIQUE DIPOLE POUR RÉCEPTION TBF DANS L'IONOSPHÈRE, par L.R.O. Storey, *C.N.E.T., Issy-les-Moulineaux*. L'Onde Électrique de décembre 1965 (pages 1427 et 1435).

Cette étude fait le point sur le projet d'utilisation d'une antenne dipôle symétrique, employée conjointement avec un équipement de réception à bord d'un satellite, pour mesurer les champs électriques TBF dans l'ionosphère. Les objectifs du projet sont de s'assurer, premièrement que la longueur effective de l'antenne demeure constante en dépit des changements de son orientation ou des propriétés du plasma ambiant, et deuxièmement que son impédance est à peu près constante et aussi faible que possible. L'emploi d'une antenne dipôle classique, dans laquelle les éléments consistent en de simples tiges métalliques est à déconseiller car son comportement est perturbé par le champ électrique continu induit dans ses éléments par un mouvement du satellite à travers le champ magnétique terrestre.

On considère deux types d'éléments d'antennes : premièrement une tige métallique isolée ; deuxièmement, une sphère métallique supportée par une tige isolée. Pour des antennes de quelques mètres seulement de longueur le second type est, en théorie, le meilleur, en particulier si chaque élément est polarisé de façon à tirer un courant constant d'électrons du plasma. Des essais comparatifs réalisés au cours d'expérimentations de fusées à Wallops Island en octobre 1963, ont confirmé cette conclusion. C'est donc le second type d'antennes électriques qui a été adopté pour le satellite « FR-1 ».

PUISSANCE NON REVERSIBLE ET RÉSISTANCE DE RAYONNEMENT DES ANTENNES DANS LES GAZ IONISÉS ANISOTROPES, par K.S.H. Lee et C.A. Papas, *California Institute of Technology, Pasadena, Californie U.S.A.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1436).

Les auteurs ne donnent, dans leur article, qu'un résumé de leur exposé. Devant les difficultés auxquelles conduisent les méthodes conventionnelles pour le calcul du rayonnement d'une antenne en milieu anisotrope, ils ont employé une méthode basée sur la thermodynamique de la réversibilité et de l'irréversibilité qui les conduit à n'envisager que la partie irréversible pour calculer la résistance de rayonnement de l'antenne. On obtient, de la sorte, une valeur ne présentant pas de singularité alors que la méthode conventionnelle conduit à une valeur infinie, physiquement inexplicable.

EXCITATION DE RÉSONANCES DE PLASMA PAR UNE PETITE ANTENNE DIPOLE FONCTIONNANT EN IMPULSION, par J.A. Fejer, *Southest Center for Advanced Studies Dallas, Texas*. L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1437 à 1445).

Le champ électrique des oscillations excitées dans un plasma sans collisions, par un dipôle infinitésimal fonctionnant en impulsion, est calculé en l'absence et en présence d'un champ magnétique pour les différentes fréquences de résonance. L'approximation quasi statique est utilisée dans les calculs. On montre que l'amplitude ainsi que la phase des oscillations est fonction de la position à un instant donné ; que la phase dépende de la position explique sans doute les interférences compliquées associées aux résonances que l'on observe sur les enregistrements des sondeurs par le haut.

PROPAGATIONS D'ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES DANS LE MILIEU IONISÉ ENTOURANT UN ENGIN HYPERSONIQUE, par J. Dorey, *Ingénieur, Chef de groupe de Recherches à l'Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales, Châtillon-sous-Bagneux, France*. L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1446 à 1450).

Les caractéristiques moyennes du milieu ionisé qui entoure l'engin, en fonction de l'altitude et de la vitesse, sont déterminées par la résolution approximative des équations macroscopiques de plasma et des équations de la cinétique chimique.

En particulier, la valeur du champ électrique induit dans la couche de choc s'en déduit.

Par la méthode classique de développement autour des valeurs moyennes, l'auteur étudie ensuite les conditions de propagation d'ondes longitudinales et transversales. Les domaines de validité des hypothèses classiques en sont déduits.

Ces raisonnements sont appliqués au rayonnement d'un doublet électrique dans une couche de plasma à fort gradient de densité ou de température.

EFFETS DE L'IONISATION FRONTALE SUR LA TRANSMISSION PENDANT LE VOL ELDO S.L.V., par D. Cunsolo et A. Gilardini. *Selenia SpA, Rome (Italie)*. L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1451 à 1458).

Cet article décrit une étude concernant l'enveloppe ionisée qui entoure le véhicule porteur du satellite Eldo *et qui est causée par l'onde de choc frontale, et traite de ses effets sur l'émission et la réception d'informations par le véhicule. Le but n'étant que d'obtenir des données préliminaires sur l'ordre de grandeur de ces effets, nous avons surtout cherché à simplifier au maximum l'analyse de l'ionisation et de la transmission en appliquant tous les développements théoriques existants et tous les calculs détaillés disponibles effectués dans des cas semblables par les divers auteurs. Le champ aérothermodynamique a d'abord été déterminé dans la zone subsonique supersonique située à l'avant du nez sphérique et ensuite dans la zone supersonique hypersonique qui entoure la partie cylindro-ionique du véhicule. Ce calcul est fait en prenant pour l'altitude la valeur devant donner lieu aux effets les plus importants sur la transmission (fin du vol du premier étage). A partir de ces données, on a déterminé les densités électroniques et les fréquences de collisions, grandeurs utilisées ensuite pour calculer les pertes de signal et la puissance du bruit reçu en fonction de l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique. Dans le présent article nous présentons et nous discutons les résultats obtenus ; ils montrent que l'ionisation frontale, telle que nous l'évaluons, ne doit pas beaucoup affecter la transmission d'informations pendant la durée du vol du véhicule porteur de satellite* Eldo, *même en opérant à la plus basse fréquence de télémesure (136 MHz).*

MÉTHODE DE SIMILITUDE POUR DÉTERMINER LES SEUILS DE DÉCHARGE DANS LES SYSTÈMES ÉLECTROMAGNÉTIQUES, par C. Ancona, *Chef des Etudes à la S.T.A.R.E.C.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1459 à 1464).

Après avoir énoncé les propriétés de similitude dans les décharges de haute fréquence, établies théoriquement par Margenau, *l'auteur rappelle les règles absolues d'homothétie des champs électromagnétiques.*

Il effectue ensuite la synthèse de ces deux ensembles de modèles similaires, pour en déduire les conditions auxquelles on peut effectuer des calculs ou des mesures de seuils de décharge de haute fréquence sur modèles réduits, en régime de porteuse comme en régime d'impulsions.

Ces règles théoriques sont vérifiées expérimentalement sur des antennes en « L » fonctionnant en ondes métriques et décimétriques à des pressions voisines de la « pression critique », pour des échelles de réduction comprises entre 2/3 et 1/4.

On conclut, en soulignant l'intérêt théorique et pratique de cette méthode et en illustrant cet intérêt par un exemple concernant la puissance disruptive dans les guides rectangulaires.

EFFETS DE RUPTURE DE GAINE POUR DES ANTENNES A HAUTE ALTITUDE, par I.L. Jones B. Sc Ph. D. *Royal Aircraft Establishment, Farnborough*. L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1465 à 1470).

Dans des conditions de basse pression comme c'est le cas pendant la phase de lancement d'un satellite, une rupture de gaine des antennes peut se produire. La puissance HF et l'altitude à laquelle la gaine se forme sont fonction de la fréquence de l'ionisation locale et de la forme de l'antenne. On présente les résultats de mesures réalisées sur des unipôles qui confirment le théorème de similarité. On discute le projet d'antenne de télémesure et de répondeur pour le premier étage du satellite Europe I en se référant au phénomène de rupture de gaine.

SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

EFFECTS OF FRONTAL IONISATION ON TRANSMISSION DURING THE FLIGHT OF ELDO, by D. CUNSOLE and A. GILARDINI, *Selenia SpA Rome (Italie)*. L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1451 to 1458).

This article describes an experiment concerning the ionised envelope which surrounds the carrier vehicle of the satellite ELDO which is caused by the frontal shock wave ; and deals with its effects on transmission reception of data by the vehicle. The intention being only to obtain preliminary data on the order of magnitude of these effects, we have particularly tried to achieve a maximum simplification of the analysis of the ionisation and of the transmission, applying all the existing theoretical developments and all the detailed calculations available carried out in similar instances by various writers. The aerothermodynamic field has first been determined in the subsonic supersonic zone situated in front of the spherical nose and then in the supersonic hypersonic zone which surrounds the cylindrical part of the vehicle. This calculation is made taking as altitude the value which gives rise to the most substantial effects on the transmission (the end of first-stage flight). From this data a determination has been made of the electronic density and of the collision frequencies, these being values then used to calculate the signal loss and the noise power received in relation to the angle of incidence of the electromagnetic wave. In this article we present and discuss the results obtained. They show that frontal ionisation of the kind which we evaluate ought not very much to affect data transmission during the flight duration of the carrier vehicle for the ELDO satellite even when operating at the lowest telemetry frequency (136 Mc/s).

METHOD OF SIMILITUDE FOR DETERMINATION OF DISCHARGE THRESHOLDS IN ELECTROMAGNETIC SYSTEMS, by C. ANCONA, *Chef des Etudes à la S.T.A.R.E.C.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1459 to 1464).

After giving similitude properties in high frequency discharges, theoretically established by MARGENAU, the writer reminds the similarity absolute rules of electromagnetic fields.

Then he carries out the synthesis of these two similar models sets, deducing conditions to effect calculations or measurements of high frequency discharge then holds on reduced models, in carrier rate like in pulse rate.

These theoretic rules are experimentally verified on L antennas operating on metric and decimetric waves with pressures being near the « critical pressure », for reduction seales between 2/3 and 1/4.

Conclusion emphasizes the theoretic and practical interest of this method and illustrates this interest with an example about the disruptive power into rectangular wave guides.

RADIO FREQUENCY CORONA BREAKDOWN OF AERIALS AT HIGH ALTITUDES, by I.L. JONES, B. Sc. Ph. D. *Royal Aircraft Establishment, Farnborough*. L'Onde Electrique December 1965 (pages 1465 to 1470).

Under low pressure conditions, as experienced during a satellite launching vehicle flight, radio frequency corona breakdown of aerials can occur. The radio frequency power, and altitude at which corona is most likely to occur are functions of frequency, background ionisation and aerial design. The results of measurements carried out on unipoles are presented which were found to support the similarity theorem. Finally, the design of the telemetry and transponder aerials for the first stage of Europa I is discussed with reference to their radio frequency breakdown performance.

THE DESIGN OF AN ELECTRIC DIPOLE ANTENNA FOR V.L.F. RECEPTION WITHIN THE IONOSPHERE, by STOREY, *C.N.E.T., Issy-les-Moulineaux*. L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1427 to 1435).

This paper discusses the design of a symmetrical dipole antenna to be used, in conjunction with receiving equipment borne on a satellite, for measuring V.L.F. electric fields within the ionosphere. The objects of design are to ensure firstly that the effective length of the antenna remains constant, notwithstanding changes in its orientation or in the properties of the ambient plasma, and secondly that its impedance is fairly constant and as low as possible. A classical dipole antenna, in which the elements consist of plain metal rods, is unsuitable because its performance is perturbed by the steady electric field induced in its elements by a motion of the satellite across the earth's magnetic field. Two possible types of antenna element are considered : firstly, an insulated metal rod; secondly, a metal sphere supported by an insulating rod. For antennas of a few metres in length, the second design is theoretically the better, particularly if each element is biased so as to draw a constant current of electrons from the plasma. Comparative tests of the two designs, made in the course of rocket experiments at Wallops Island in October 1963, have confirmed this conclusion. Accordingly this second design has been adopted for the electric antennas of the french satellite « FR-1 ».

NON REVERSIBLE POWER AND RADIATION RESISTANCE OF ANTENNAS IN ANISOTROPIC IONISED GASES, by K.S.H. LEE and C.A. PAPAS, *California Institute of Technology, Pasadena, Californie U.S.A.* L'Onde Electrique, December 1965 (page 1436).

In their article, authors only give a summary of their account.

In front of difficulties proceeding from the conventionnal methods about calculation of an antenna in anisotropic environment, they used the thermodynamic method of reversibility and irreversibility. So, they have to consider only the irreversible part for the calculation of the antenna radiation resistance.

The result so obtained is a value without any special feature, while the conventionnal method leads to an infinite value, physically inexplainable.

THE EXCITATION OF PLASMA RESONANCES BY A SMALL PULSED DIPOLE ANTENNA, by J.A. FEJER, *Soutxest Center for advanced Studies Dallas, Texas*. L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1437 to 1445).

A calculation is given for the electric oscillation field excited in a plasma without collisions by an infinitesimal pulsed dipole both in the absence and the presence of a magnetic field for different frequencies of resonance. The quasi-static transmission is used in the calculations. It is shown that the amplitude as well as the phase of the oscillations is a function of the position at a given moment. The fact that the phase depends on the position explains no doubt the complicated interference patterns associated with resonances which are observed on recordings of high altitude sounding devices.

ELECTROMAGNETIC WAVE PROPAGATION IN AN IONISED MEDIUM SURROUNDING A HYPERSONIC DEVICE, by J. DOREY, *Ingénieur, Chef de groupe de Recherches à l'Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales, Châtillon-sous-Bagneux., France*. L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1446 to 1450).

The average characteristics of the ionised medium surrounding the device are determined as a function of the altitude and velocity of the device by the approximate solution of equations relating to macroscopic plasma behaviour and kinetic chemistry.

The deduction of the value of the electric field induced in the shock layer is highlighted.

By the conventional method of developing the argument around average values, the author then considers the requirements for the transmission of longitudinal and transverse waves. The extent to which the theoretical hypotheses remain valid in practice is then studied.

These reasoned arguments are applied to the radiation of a dipole in a plasma layer having a high density or temperature gradient.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (Suite)

MESURES DE L'ADMITTANCE D'UNE ANTENNE DANS L'IONOSPHÈRE, par E.N. BRAMLEY. *Radio and Space Research Station. Grande-Bretagne.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1471 à 1475).

Dans cet article sont décrites les mesures de l'admittance d'une petite antenne dipolaire, effectuées pendant le jour, à Woomera lors de deux vols de fusées. Des mesures de capacité aux deux fréquences de 2,7 et 5 MHz ont permis de déduire la fréquence de plasma au voisinage de l'antenne. Des mesures de capacité à 1,54 MHz ont montré qu'à cette fréquence, voisine de la gyrofréquence électronique, les effets de gaine ionique étaient prépondérants.

Des mesures de la conductance de l'antenne ont indiqué que ces effets étaient grossièrement proportionnels à la densité électronique locale. La considération des divers mécanismes possibles suggère que la conductance résulte principalement du recueil des électrons par l'antenne, en phase avec la tension alternative appliquée.

Quelques-uns des effets obtenus par variation de la tension continue entre l'antenne et la fusée peuvent s'expliquer par une représentation simple de la formation d'une gaine ionique autour de l'antenne.

MESURES A BASSE FRÉQUENCE DE L'ADMITTANCE D'UN DIPOLE DANS L'IONOSPHÈRE, par T.R. KAISER and J.K.E. TUNALEY. *Université de Sheffield.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1475 à 1479).

« Skylark » 141 fut tirée à Woomera, en Australie, le 25 mars 1965, à 9 h 40 (heure locale), et transportait des appareils destinés à mesurer l'admittance d'antennes dipôles dans l'ionosphère, à des fréquences de 150 à 250 kHz.

Le véhicule atteignit une altitude approximative de 160 km, ces données furent obtenues sur la trajectoire complète comprise entre 70 km à la montée, (lorsque les antennes étaient déployées), et 50 km à la descente.

L'exposé donne une brève description des éléments de vol et rend compte des résultats d'après une analyse préliminaire des données.

LES EFFETS D'IONISATION DUS A LA TRAINÉE DES GAZ ÉJECTÉS PAR LES MOTEURS ARRIÈRES DE LA FUSÉE SUR LES COMMUNICATIONS RADIO AVEC LE PREMIER ÉTAGE DU VÉHICULE DE LANCEMENT DU SATELLITE EUROPÉEN, par H. WILLIAMS, *E.L.D.O. Rocket Propulsion Establishment Westcott.* (•)

Pendant le vol de véhicules propulsés par fusées, il existe un risque constant de dégradations sérieuses des radiocommunications avec le véhicule à partir de la Terre, dues aux résidus ionisés de combustion résultant de l'élément de propulsion. La traînée des gaz éjectés peut être considérée comme un plasma possédant une structure extrêmement complexe.

Avant les derniers lancements du premier étage du lanceur du satellite Europa I ELDO *à Woomera, il fut procédé à une tentative de prévision sur les effets d'interférence radio dus à la traînée des gaz injectés. Les problèmes essentiels et les hypothèses sur une telle prévision sont décrits et il a été effectué une comparaison avec les résultats actuels obtenus pendant les lancements. Les données expérimentales obtenues ne sont pas encore complètement analysées, cet exposé constituant un rapport préliminaire.*

(*) *La Rédaction de l'Onde Electrique regrette de ne pas pouvoir donner dans ses colonnes le texte intégral de cette conférence.*

LA SONDE A RÉSONANCE, par D. LEPECHINSKY, *Service d'Ionique Générale du CEN-Saclay.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1480 à 1485).

Après un aperçu des études consacrées jusqu'ici à la sonde à résonance pour le diagnostic des plasmas, on rappelle l'essentiel de la théorie de A. MESSIAEN *qui apparaît comme la plus satisfaisante. On en compare ensuite les résultats aux données expérimentales fournies par une sonde sphérique placée dans un plasma de diffusion de mercure produit par deux décharges latérales dans un ballon de pyrex. Un très bon accord a été constaté avec la théorie, ce qui justifie les approximations faites dans celle-ci.*

CONCLUSIONS GÉNÉRALES, par G.A. DESCHAMPS, *University of Illinois, Faculté des Sciences de Paris.* L'Onde Electrique de décembre 1965 (pages 1486 à 1488).

Dans cet article, M. DESCHAMPS *fait le point des questions exposées au cours du Colloque par chacun des conférenciers, il remercie chacun de leur contribution, constate que la question avance lentement mais qu'il reste encore beaucoup à faire, le laboratoire devant venir compléter les expériences ionosphériques.*

SUMMARIES OF THE PAPERS (Continued)

THE EFFECT OF THE IONISED ROCKET EXHAUST PLUME ON RADIO COMMUNICATION WITH THE BLUE STREAK SATELLITE LAUNCHING VEHICULE, by H. WILLIAMS, *E.L.D.O. Rocket Propulsion Establishment, Westcott* (•).

During the flight of rocket powered vehicles there is the ever present risk of serious degradation of radio communication with the vehicle due to the ionised products of combustion issuing from the propulsion unit. The rocket exhaust plume can be considered as a plasma having an extremely complex structure.

Prior to recent launchings of the first stage of the E.L.D.O. satellite launching vehicle Europa I at Woomera, an attempt at prediction of the radio interference effects due to the rocket exhaust plume was made. The overall problems and assumptions in making such a prediction are described and a comparison made with the actual results obtained during the launchings. Of course the experimental data obtained is not completely analysed as yet, this paper being in the style of a preliminary report.

(•) The Redaction of l'Onde Électrique is sorry for not publishing this article in its entireness.

SOUNDING BY RESONANCE, by D. LEPECHINSKY. *Service d'Ionique Générale du CEN-Saclay.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1480 to 1485).

After an account of the research which has occurred up to now on resonant sounding for the examination of plasmas, a brief review is given of the theory by A. MESSIAEN which seems to be the most satisfactory one.

In relation to it there follows an examination of the experimental data provided by a spherical sounding device placed in a mercury diffusion plasma produced by two lateral discharges in a pyrex container. Very good agreement was found with the theory, which supports the approximations which that contains.

HIGH FREQUENCY MEASUREMENTS OF AN ANTENNA IN THE IONOSPHERE, by E.N. BRAMLEY. *Radio and Space Research Station. Great Britain.* L'Onde Electrique. December 1965 (pages 1471 to 1474).

This article describes the admittance measurements of a small dipole antenna made in the daytime at Woomera in the course of two rocket flights. Capacity measurements at the two frequencies of 2.7 and 5 Mc/s made it possible to deduce the plasma frequency in the neighbourhood of the antenna. Capacity measurements at 1.54 Mc/s show that at that frequency, in the neighbourhood of the electronic gyro, the effects of the ionic sheath were dominant.

Measurements of the conductance of the antenna showed that the effects were broadly proportional to the local electronic density. Consideration of various possible mechanisms suggests that the conductance results principally from the collection of electrons by the antenna in phase with the applied alternating voltage.

Various of the effects obtained by variations of the D.C. potential between the antenna and the rocket can be explained by a simple representation of the formation of an ionic shield around the antenna.

LOW FREQUENCY MEASUREMENTS OF DIPOLE ADMITTANCE IN THE IONOSPHERE, by T.R. KAISER and J.K.E. TUNALEY, *University of Sheffield.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1475 to 1479).

Skylark 141, which was fired from Woomera, Australia, on March 25th, 1965, 0940 h LMT, carried apparatus to measure the admittance of dipole aerials in the ionosphere at frequencies between 150 and 250 kc/s. The vehicle reached an altitude of approximately 160 km and data was obtained over the whole trajectory between 70 km on ascent (when the aerials were deployed) and 50 km on descent. The paper gives a brief description of the flight units and an account of results from a preliminary analysis of the data.

GENERAL CONCLUSIONS, by G.A. DESCHAMPS, *University of Illinois, Faculté des Sciences de Paris.* L'Onde Electrique, December 1965 (pages 1486 to 1488).

In this article, M. DESCHAMPS put the restatement of the questions debated during the symposium by each of the lecturers, thanks them for their participation, notes that the question is slowly going forward, but that much work is still to do, laboratory being to complete ionospheric experiencies.

AVANT-PROPOS

La Société Française des Électroniciens et des Radioélectroniciens a bien voulu consacrer à ses lecteurs un numéro spécial de sa revue mensuelle *l'Onde Électrique* pour la publication des différentes communications présentées au colloque sur les « Antennes en milieu ionisé » qui s'est tenu à Paris du 21 au 24 juin 1965.

Ce colloque, organisé par le Centre National d'Études Spatiales en liaison avec la Société Française des Électroniciens et des Radioélectroniciens, et le Comité National Français de Radioélectricité Scientifique, était placé sous la présidence de Messieurs les Professeurs P. GRIVET et E. ROUBINE, de la Faculté des Sciences de Paris.

Une centaine de spécialistes européens et américains ont confronté, durant quatre jours, leurs thèses sur les problèmes d'antennes en milieu ionisé, tels que les problèmes de rayonnement ou d'impédance.

Le Professeur E. ROUBINE, responsable du programme scientifique, a contribué très largement au succès de ces journées d'études ; qu'il en soit ici vivement remercié.

Le Centre National d'Études Spatiales tient également à remercier le Comité de Rédaction de *l'Onde Électrique* qui a bien voulu se charger de la publication de l'ensemble des textes des exposés présentés au colloque et de la traduction des textes anglais.

INTRODUCTION

PAR

E. ROUBINE

Professeur à la Faculté des Sciences de Paris

Directeur Scientifique du Colloque

Ce numéro spécial de *l'Onde Électrique* contient les communications qui ont été présentées au colloque sur les « Antennes en milieu ionisé », tenu à Paris en juin dernier.

La manifestation a été patronnée par la Société Française des Électroniciens et Radioélectriciens, le le Comité National Français de Radioélectricité Scientifique, et surtout par le Centre National d'Études Spatiales, sans l'aide matérielle duquel elle n'aurait pu être préparée.

L'organisation même du colloque doit énormément à l'aide du Professeur DESCHAMPS de l'Université de l'Illinois, en année sabbatique à Paris. Que le premier et le dernier exposé soient de lui, est particulièrement significatif.

Il y a, en physique et dans la technique, deux domaines qui, à des degrés différents, n'ont en commun que la réputation de soulever des problèmes difficiles : celui des *plasmas* et celui des *antennes*. La perspective de les associer aurait pu sembler vaine si elle n'avait été imposée par le développement des techniques dites spatiales. Le problème ancien des sondages ionosphériques n'avait pu être, à lui seul, un tel moteur.

L'envoi des véhicules spatiaux est sans raison d'être si la communication n'est pas possible. Tout projet est tributaire de nos connaissances du fonctionnement des antennes dans des conditions presque entièrement nouvelles, que l'ionisation du milieu dans lequel on rayonne ou à travers lequel on capte des signaux, soit naturelle, comme dans l'ionosphère, ou créée artificiellement (gaines de rentrée ou champ local trop élevé, par exemple).

L'analyse du rayonnement d'une antenne dans des milieux insolites et de la modification corrélative de son impédance est nécessaire pour sortir d'un empirisme rudimentaire, et surtout, pour interpréter des résultats de mesures. D'où, en gros, les quelques thèmes du colloque : problèmes de rayonnement en général, problèmes d'impédances, problèmes liés au rayonnement, confrontation avec les résultats expérimentaux.

Le domaine est en pleine évolution : il n'était pas question de rechercher une logique académique et exhaustive. S'il y a, au départ, de l'électromagnétisme classique orné de mathématiques savantes, on rencontre vite l'acoustique, la mécanique des fluides, la mécanique statistique, la chimie des milieux intéressés, voire même, à l'occasion, l'art de l'ingénieur, c'est-à-dire la matière d'autant de colloques spécialisés.

Notre objectif était simplement de provoquer en France une première rencontre de quelques-uns des spécialistes des antennes en milieu ionisé, d'aider peut-être ceux qui préparent des expériences spatiales, d'intéresser enfin des jeunes chercheurs à des problèmes nouveaux.

WRH

RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE DANS UN MILIEU ANISOTROPE

G.A. DESCHAMPS
University of Illinois
et Faculté des Sciences de Paris

Position du problème

On discute assez brièvement la description du rayonnement thermique dans un milieu anisotrope et les paradoxes qui apparaissent quand la surface de dispersion σ a des nappes infinies.

Le milieu considéré est, par exemple, l'ionosphère en présence du champ magnétique terrestre. Nous supposerons qu'il est correctement décrit par un tenseur diélectrique déduit des équations de Appleton-Hartree, mais nous verrons que le résultat obtenu peut aussi s'appliquer à des cas plus généraux.

Une hypothèse essentielle est que le milieu soit *uniforme* et *constant* c'est-à-dire que ses propriétés soient invariantes par translation dans l'espace et dans le temps. L'état de ce milieu est décrit par un vecteur champ $\boldsymbol{F}$, fonction de la position et du temps Ce vecteur, dans le cas de l'électromagnétisme, a six composantes, habituellement groupées en deux vecteurs $\boldsymbol{E}$ et $\boldsymbol{H}$ à trois dimensions. Dans un plasma compressible, il faut ajouter à la description du champ la pression et la vitesse des particules, et cela pour chaque espèce de particules. La dimension de $\boldsymbol{F}$ augmente en conséquence.

La seconde hypothèse essentielle est que le milieu soit *linéaire* c'est-à-dire que le champ obéisse à une équation de la forme :

$$\mathcal{M}\boldsymbol{F} = \boldsymbol{C} \qquad (1)$$

où $\mathcal{M}$ est un opérateur linéaire et $\boldsymbol{C}$ est une fonction (vectorielle) de la position qui représente les sources du champ. Dans le cas électromagnétique, $\boldsymbol{C}$ est habituellement formé d'un vecteur courant électrique $\boldsymbol{J}$ et d'un vecteur courant magnétique $\boldsymbol{K}$. Dans un plasma compressible, il faudrait ajouter d'autres composantes représentant la production de particules et les forces appliquées de l'extérieur aux particules [10].

Finalement nous supposerons que $\boldsymbol{C}$ est connu. Le problème de la détermination des courants produits dans l'antenne par une excitation donnée est difficile, même dans un milieu isotrope, et il n'est pas résolu dans le cas qui nous occupe. On est réduit à faire des hypothèses plus ou moins arbitraires sur la forme de ce courant.

Le problème que nous considérons ici est de déduire le champ du courant et plus particulièrement d'exprimer la forme de ce champ à grande distance de l'antenne. Le support des sources $\boldsymbol{C}$ est supposé fini, donc on peut parler d'une région à grande distance sans préciser le point origine.

Nous nous limiterons dans ce qui suit au cas d'une source et d'un champ de fréquence déterminée donc il faudra ajouter à l'équation (1) une condition de radiation ou de causalité pour assurer l'unicité de la solution et sa validité physique.

Divers auteurs (voir les références) ont résolu ce problème pour un milieu magnétoionique ou pour un plasma compressible. LIGHTHILL [5], en particulier, a dégagé ce qu'il y a de général dans l'évaluation asymptotique du champ ; DESCHAMPS et KESLER ont montré comment ce champ, à grande distance, pouvait se représenter par une somme d'ondes planes $\mathcal{F}_k$ qui satisfont individuellement:

$$\mathcal{M}\,\mathcal{F}_k = 0. \qquad (2)$$

C'est ce dernier résultat que nous allons exposer. Nous en discuterons ensuite les conséquences.

Les ondes planes caractéristiques

Puisqu'elles nous serviront à représenter le champ rayonné, il est bon de rappeler leurs propriétés. Une

onde plane de vecteur d'onde $\boldsymbol{k}$ et de pulsation ω est un champ de la forme

$$\mathcal{F}_{\mathbf{k}}(x, t) = F_{\mathbf{k}}\, e^{j(\omega t - \mathbf{k}.x)} \tag{3}$$

où x est le vecteur position et t le temps. $\boldsymbol{F_k}$ est un vecteur égal à $\mathcal{F}_{\mathbf{k}}$ (0,0).

Si cette onde satisfait l'équation (2) nous dirons qu'elle est une onde caractéristique.

Dans le cas magnéto-ionique $\mathcal{M}$ se réduit alors à

$$\mathcal{M}_{\mathbf{k}} = \begin{bmatrix} \omega\varepsilon & \boldsymbol{k}\wedge \\ -\boldsymbol{k}\wedge & \omega\mu \end{bmatrix} \tag{4}$$

où $\mu = \mu_0$ est un scalaire et ε est une matrice bien connue (voir par exemple [11] ou [15]).

La condition nécessaire pour que (2) ait une solution non nulle est :

$$\det \mathcal{M}_{\mathbf{k}} = 0 \tag{5}$$

Pour une valeur de ω donnée ceci impose à $\boldsymbol{k}$ d'être sur une surface σ_ω qu'on nomme surface de dispersion ou surface d'indice de réfraction. Ces surfaces ont été introduites par FRESNEL pour étudier l'optique des cristaux. Pour leur description dans les milieux ionisées, on pourra consulter les références [12, 13, 14, 15, 17, 18] et pour certaines applications, un article détaillé de FELSEN [19]. La figure 1 montre deux

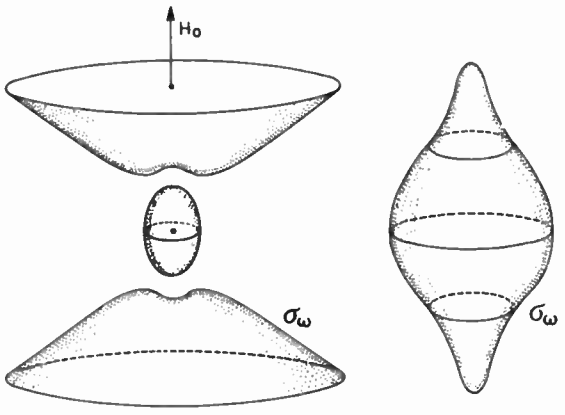


FIG. 1. — Exemples de surfaces de dispersion dans un magnéto-plasma.

exemples de surface de dispersion dans l'ionosphère. On notera que ces surfaces ont en général deux nappes, dont l'une peut s'étendre jusqu'à l'infini et qu'elles peuvent avoir des points d'inflexion.

Quand la condition (5) est satisfaite, il existe une solution non nulle en $\boldsymbol{F_k}$ dont les composantes sont dans des rapports déterminés : la polarisation, c'est-à-dire la direction du vecteur $\boldsymbol{F_k}$, est une fonction de $\boldsymbol{k}$. La figure 2 illustre la polarisation d'une onde plane dans l'ionosphère : les vecteurs $\boldsymbol{E_t}$ et $\boldsymbol{H}$ décrivent des ellipses dans le plan perpendiculaire au vecteur $\boldsymbol{k}$, le champ électrique a une composante

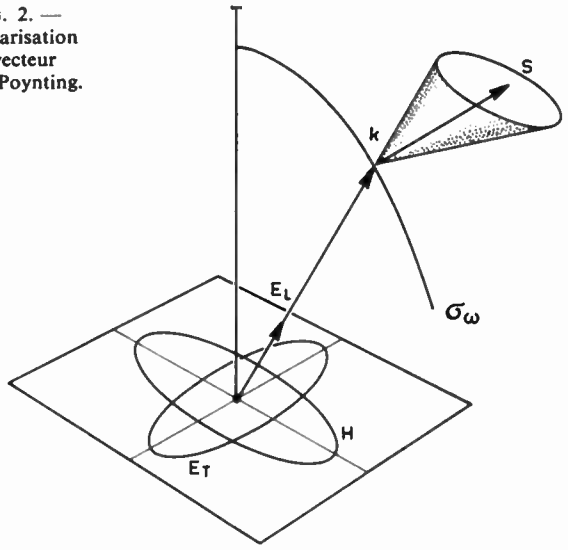


FIG. 2. — Polarisation et vecteur de Poynting.

longitudinale $\boldsymbol{E_L}$. Pour une description détaillée, voir RATCLIFFE [11].

On peut montrer [références 16 et 17] que le vecteur de Poynting instantané décrit un cône, mais que sa valeur moyenne est un vecteur $\boldsymbol{S}$ normal à la surface σ au point $\boldsymbol{k}$. On voit aussi que des ondes planes, dont les vecteurs propagation sont voisins de $\boldsymbol{k}$ sur σ, interfèrent de façon constructive dans la direction de $\boldsymbol{S}$. Ceci définit la direction d'un rayon associé au vecteur $\boldsymbol{k}$. De plus si on considère un paquet d'ondes de fréquences voisines de ω et de vecteurs d'onde voisins de $\boldsymbol{k}$, la vitesse de groupe $\boldsymbol{V_G} = \text{grad}_{\mathbf{k}}\ \omega$ a la direction du vecteur $\boldsymbol{S}$. Si W est la densité moyenne d'énergie on a

$$\boldsymbol{S} = W\boldsymbol{V_G} \tag{6}$$

Ces relations sont illustrées dans les figures 3 et 4.

Dans ce qui suit nous désignerons par $\mathcal{F}_{\mathbf{k}}$ une onde caractéristique, de vecteur propagation $\boldsymbol{k}$, normalisée de façon que $\boldsymbol{S}$ soit de longueur unité.

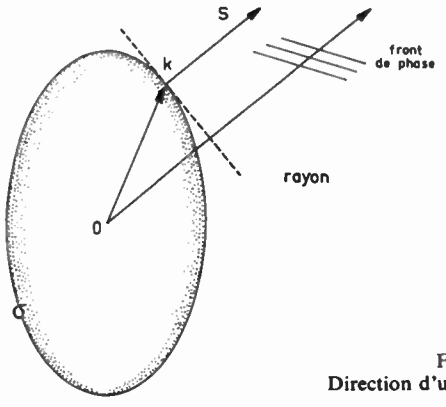


FIG. 3. — Direction d'un rayon.

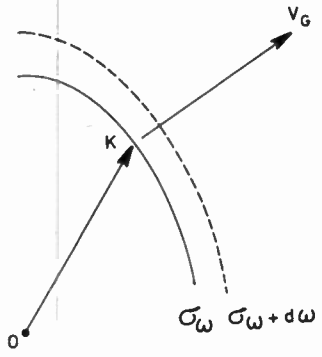


FIG. 4. — Vitesse de groupe.

Esquisse de la solution

Pour résoudre l'équation (1) on en prend la transformée de Fourier par rapport au vecteur position x. De cette façon (1) se réduit à un système d'équations algébriques :

$$\mathcal{M}(k)\,F(k) = C(k). \tag{7}$$

On calcule aisément $F(k)$. Le vrai problème est d'en déduire la transformée de Fourier :

$$F(x) = (2\pi)^{-3} \iiint F(k)\, e^{-jkx}\, d^3k. \tag{8}$$

Pour une valeur quelconque de x, une solution explicite n'est pas connue et on doit recourir en partie à des méthodes numériques [7]. Quand x est grand, on peut, en suivant la méthode de LIGHTHILL [5], trouver une solution asymptotique.

L'intégrale triple (8) est d'abord réduite à une intégrale double étendue à la surface σ. Plus exactement, et c'est là qu'intervient la condition de radiation, pour un point x donné il faut intégrer seulement sur la portion σ_+ de la surface où la normale orientée, S, fait un angle aigu avec le vecteur x. L'intégrale est en fait une somme d'ondes caractéristiques.

Une seconde réduction, basée sur la méthode de la phase stationnaire, remplace l'intégrale double par une somme finie étendue aux points de σ_+ où la normale S est parallèle au vecteur x (fig. 5). Les points

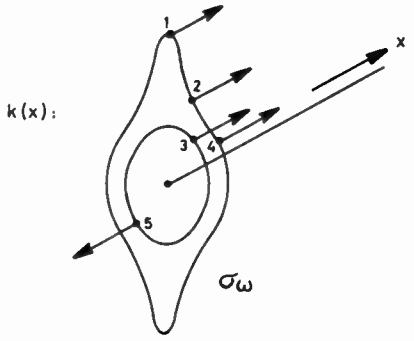


FIG. 5. — Points stationnaires $K(x)$. Associés au vecteur. Les points 1, 2, 3 et 4 correspondent à la direction de x le point 5 à la direction opposée.

de σ_+ où ceci a lieu étant notés par $k(x)$, nous pouvons écrire la forme du résultat :

$$\mathcal{F}(x, t) \simeq \frac{1}{r} \sum_{k(x)} A(k)\, \mathcal{F}_k(x, t). \tag{9}$$

Il nous reste à décrire comment les amplitudes $A(k)$ sont obtenues. LIGHTHILL [5] met en évidence le rôle de la courbure de Gauss au point k. Désignons par k_G le rayon de courbure de Gauss en ce point. C'est par définition la moyenne géométrique des rayons de courbure principaux au point k. On peut aussi écrire :

$$k_G^2 = \frac{d\sigma}{d\Omega}, \tag{10}$$

rapport d'un élément de surface $d\sigma$ a l'angle solide $d\Omega$ engendré par toutes les normales à $d\sigma$ (fig. 6).

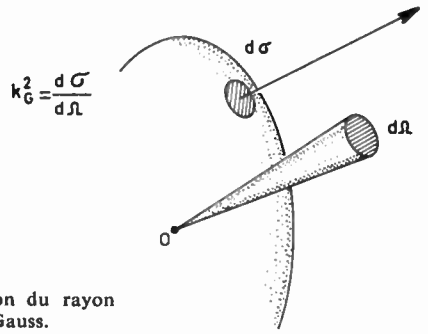


FIG. 6. — Définition du rayon de courbure de Gauss.

Sous cette forme on voit que, plus k_G est grand, plus le pinceau des rayons correspondants à $d\sigma$ est concentré.

Le coefficient $A(k)$ peut s'écrire :

$$A(k) = -\frac{jk_G}{4\pi} a(k) \tag{11}$$

définissant un autre coefficient $a(k)$ qui a une interprétation simple en fonction de la source C. Ce coefficient se trouve être la réaction de la source C et de l'onde plane caractéristique $\overline{\mathcal{F}}_{-k}$ de vecteur d'onde $-k$ dans un milieu pour lequel la matrice ε serait remplacée par sa transposée.

Physiquement, la transposition de ε correspond à un renversement du champ magnétique constant appliqué au milieu et on peut montrer que :

$$\widehat{\mathcal{F}}_{-k} = \begin{bmatrix} E_k^* \\ H_k^* \end{bmatrix} e^{j\omega t + jk.x}. \tag{12}$$

La réaction d'un champ (E, H) et d'une source (J, K) est, par définition, l'intégrale de $E \cdot J - H \cdot K$. Elle se réduit donc à :

$$a(k) = E_k^* \cdot J(k) + H_k^* \cdot K(k) \tag{13}$$

ou simplement au premier terme si la source ne comporte pas de courant magnétique.

Nous allons maintenant décrire quelques conséquences du résultat exprimé par les formules (9, 11 et 13).

Diagramme de rayonnement

A cause de la forme particulière des surfaces de dispersion, nous voyons qu'il peut y avoir jusqu'à quatre points stationnaires sur la surface σ (fig. 5). Le champ à grande distance, dans ces conditions, sera donc représenté par une somme de quatre ondes planes ayant des longueurs d'ondes différentes. En général, elles ont aussi des vitesses de groupe et des vitesses de rayon différentes et leurs fronts d'onde ne coïncident pas.

La description habituelle du champ par un diagramme de rayonnement, c'est-à-dire par une fonction de la direction, ne s'applique pas. Plus exactement comme cette fonction devient multivoque, il semble préférable de décrire le diagramme par la fonction $\boldsymbol{A}(\boldsymbol{k})$. Celle-ci a l'avantage d'être univoque sur la surface σ et de définir en même temps la polarisation du champ, puisqu'à chaque vecteur $\boldsymbol{k}$ correspond une polarisation bien déterminée.

Puissance rayonnée

L'intensité de rayonnement (watt par stéradian), correspondant à $\boldsymbol{k}$, est :

$$\frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}\Omega} = |A(\boldsymbol{k})|^2 = \left|\frac{k_G}{4\pi} a(\boldsymbol{k})\right|^2. \tag{14}$$

Elle peut s'exprimer, en éliminant k_G à l'aide de (11), comme une densité sur σ :

$$\frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}\sigma} = \left|\frac{a(\boldsymbol{k})}{4\pi}\right|^2. \tag{15}$$

Pour trouver la puissance totale rayonnée il suffit alors d'intégrer $\left|\frac{a(\boldsymbol{k})}{4\pi}\right|$ sur la surface σ:

$$P = \int_\sigma \frac{|E_{\boldsymbol{k}}^+ J(\boldsymbol{k})|}{4\pi} \mathrm{d}\sigma. \tag{16}$$

Si le courant $\boldsymbol{J}$ utilisé dans cette formule est produit par un courant unité aux bornes de l'antenne, P est aussi la résistance de rayonnement.

Quand σ s'étend à l'infini on voit que P risque d'être infini à moins que $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ ne décroissent assez vite lorsque k devient grand. Pour un doublet de Hertz, par exemple, on trouve que l'intégrale est, en fait, infinie. En général, comme le comportement de $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ à l'infini est lié aux discontinuités de $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})$, on voit que $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})$ doit être « assez continu » pour que P converge.

C'est un type de condition qui n'apparaît pas quand la surface σ est finie, par exemple pour une antenne dans le vide.

Gain et section efficace

Si l'antenne est sans perte et reçoit, d'un générateur connecté à ses bornes, une puissance unité qui est tout entière rayonnée : $P = 1$. Le gain dans une certaine direction, pour un des vecteurs $\boldsymbol{k}(\boldsymbol{x})$ associé à cette direction, est :

$$G(\boldsymbol{k}) = 4\pi \frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}\Omega}. \tag{17}$$

Il y a, par conséquent, plusieurs gains correspondant à une direction donnée, comme il y a plusieurs vecteurs $\boldsymbol{k}(\boldsymbol{x})$. Il est donc préférable de considérer G comme une fonction de $\boldsymbol{k}$ définie sur la surface σ ainsi que l'indique la formule (17). On peut aussi définir un gain relatif à σ par :

$$\Gamma(\boldsymbol{k}) = 4\pi \frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}\sigma}. \tag{18}$$

Ce gain se réduit à :

$$\Gamma(\boldsymbol{k}) = \frac{1}{4\pi} |a(\boldsymbol{k})|^2 = \frac{1}{4\pi} |E_{\boldsymbol{k}}^+ J(\boldsymbol{k})| \tag{19}$$

et par conséquent la courbure de σ se trouve éliminée.

Si la même antenne reçoit l'onde plane normalisée $\mathcal{F}_{-\boldsymbol{k}}$ la puissance interceptée s'exprimera par une section efficace $\sigma(\boldsymbol{k})$.

Dans le vide, à cause de l'indétermination de la polarisation des ondes planes, on définit la section efficace $\sigma(\boldsymbol{k})$ en choisissant l'onde incidente qui rend maximale la puissance reçue. Sa polarisation est la même, avec une convention appropriée [22], que celle de l'onde rayonnée dans la direction $\boldsymbol{k}$. Cette section efficace est alors liée au gain par une formule bien connue :

$$\sigma(\boldsymbol{k}) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\boldsymbol{k}) = \frac{\pi}{k^2} G(\boldsymbol{k}). \tag{20}$$

On prouve cette relation en utilisant la réciprocité.

Dans un magnétoplasma il est inutile de spécifier la polarisation de l'onde incidente puisqu'elle est déterminée pour chaque vecteur $\boldsymbol{k}$. D'autre part le magnétoplasma n'obéit pas au principe de réciprocité sous sa forme habituelle. Il faut comparer l'antenne émettrice dans un certain milieu et l'antenne réceptrice dans le milieu où le champ magnétique appli-

qué est renversé (ε transposée). On trouve alors la relation

$$\breve{\sigma}(\boldsymbol{k}) = \frac{\pi}{k_G^2} G(\boldsymbol{k}) \tag{21}$$

qui généralise (20). Le signe $\breve{}$ indique que la quantité σ correspond au milieu transposé.

Utilisant le gain rapporté à la surface de dispersion σ, cette formule se simplifie :

$$\breve{\sigma}(\boldsymbol{k}) = \pi \Gamma(\boldsymbol{k}). \tag{22}$$

Longueur effective

On définit la longueur effective d'une antenne comme le coefficient $\boldsymbol{h}$ qui, multiplié par la norme $|\boldsymbol{E}|$ du champ incident, donne la tension en circuit ouvert aux bornes de l'antenne.

En général, ce coefficient n'est valable que pour une onde incidente plane et il dépend de la direction et de la polarisation de cette onde.

On peut généraliser ce concept et faire de $\boldsymbol{h}$ un vecteur tel que la tension aux bornes devienne le produit scalaire $\boldsymbol{h}\cdot\boldsymbol{E}$. Dans ce cas, on exprime la tension par un nombre complexe représentant la phase ainsi que la valeur absolue de la tension. Dans le vide, on peut choisir $\boldsymbol{h}$ pour qu'il ne dépende que de $\boldsymbol{k}$ et non plus de la polarisation de l'onde. En fait, il suffit de prendre pour $\boldsymbol{h}$ le vecteur $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ transformé de Fourier de la distribution de courant dans l'antenne. Nous allons voir que ce même résultat est valable dans un magnétoplasma.

Comparons en effet l'antenne émettrice excitée par un courant unité dans un certain milieu et l'antenne réceptrice excitée par une onde plane caractéristique $\breve{\mathcal{F}}_{-\mathrm{k}}$ dans le milieu transposé. La tension produite aux bornes est précisément la réaction :

$$a(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}^{+}\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}^{*}\cdot\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k}). \tag{23}$$

Par conséquent, on peut considérer $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ comme un vecteur effectif tel que son produit scalaire par le champ électrique $\boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}^{*}$ de l'onde incidente détermine la tension aux bornes. Ce vecteur effectif $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$, obtenu dans le milieu transposé, est aussi valable dans le milieu initial si on admet que le courant dans l'antenne est le même dans les deux cas.

Il faut noter que, sauf pour une antenne infinitésimale, $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ dépendra de $\boldsymbol{k}$ et il n'existera pas un vecteur unique $\boldsymbol{h}$ tel que, pour n'importe quel champ incident, la tension soit donnée par $\boldsymbol{h}\cdot\boldsymbol{E}$. Cette situation existe aussi pour une antenne dans le vide.

Une simplification pour le milieu anisotrope vient du fait que le vecteur $\boldsymbol{k}$ détermine la polarisation. On peut donc, si on le désire, introduire une longueur effective scalaire telle que $|v|$ s'obtienne en multipliant la norme $|\boldsymbol{E}|$ du champ électrique par h. Cette longueur h est simplement la projection de $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ sur la direction de $\boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}$ ou plus précisément la valeur absolue du produit scalaire de $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})$ par le vecteur de norme unité dans la diredtion de $\boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}$:

$$h(\boldsymbol{k}) = \frac{|\boldsymbol{J}(\boldsymbol{k})\cdot\boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}|}{|\boldsymbol{E}_{\mathrm{k}}|}. \tag{24}$$

On trouve alors dans le milieu transposé une longueur effective $\breve{h}(\boldsymbol{k})$ différente de $h(\boldsymbol{k})$.

Rayonnement thermique

Le rayonnement thermique dans un corps noir rempli d'un milieu anisotrope a été étudié par RYTOV et plus récemment par MERCIER [20] et BUDDEN et HUGILL [21].

Le résultat obtenu est donné ici sous une forme géométrique qui suggère sa relation avec le problème de l'antenne. Si on exprime l'intensité du rayonnement en fonction de la direction par une densité sur la surface de dispersion σ, on trouve que cette densité est *uniforme*. Si on utilise une surface réduite dans le rapport $1/2\pi$, la densité est précisément l'énergie moyenne $\bar{\varepsilon}\ (\nu, T)$ par degré de liberté, c'est-à-dire kT d'après la loi de Rayleigh-Jeans ou $\dfrac{h\nu}{e^{h\nu/kT}-1}$ d'après la loi de Planck (fig. 7).

Tout se passe donc comme si ce rayonnement était dû à une source ponctuelle isotrope de force.

$$(2\pi)^{-3}\,\bar{\varepsilon}\ (\nu, T) \tag{25}$$

On déduit la densité d'énergie dans le corps noir par :

$$\rho = \bar{\varepsilon}\int_{\sigma}\frac{\mathrm{d}\sigma}{V_G} \tag{26}$$

et on peut voir que ceci conduit à une densité infinie lorsque la surface a une nappe infinie. En fait, le nombre de degrés de liberté entre ω et $\omega + \mathrm{d}\omega$ est

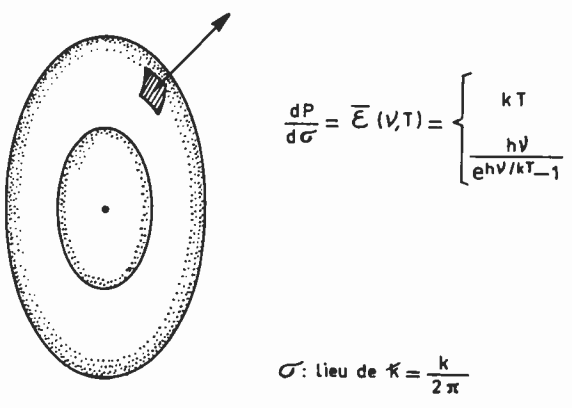


FIG. 7. — Rayonnement thermique dans un milieu anisotrope.

le volume dans l'espace de $k = k/2\pi$ entre les surfaces σ_ω et $\sigma_{\omega+d\omega}$ et ce volume devient infini.

Il y a là une situation paradoxale qui est liée à l'existence de surfaces de dispersion s'étendant à l'infini. Ce sont les mêmes surfaces qui conduisent à une résistance de rayonnement infinie pour le doublet de Hertz et pour certaines distributions de courant discontinues. D'un point de vue physique, il est clair que la solution de ce paradoxe doit consister à mettre en doute le modèle utilisé pour décrire le milieu. Quand le vecteur d'onde k devient grand, l'hypothèse du plasma froid n'est plus valable et il faut tenir compte des ondes électro-acoustiques. De plus, si le champ électrique devient infini, pour certaines directions de propagation il se produira nécessairement des effets non linéaires qui ne sont pas représentés dans le modèle utilisé et qui empêcheront l'infinité de se produire. Il sera important d'étudier ces problèmes car ils semblent être liés à des effets qui ont été observés dans l'ionosphère [9].

Généralisations

Comme nous l'avons noté au début de cette conférence, les propriétés essentielles qui permettent d'obtenir les formules (9, 11, 13) sont que l'opérateur $\mathcal{M}$ soit linéaire et invariant par translation et qu'il existe une définition appropriée de la réaction quand on considère un champ plus général que le champ électromagnétique.

Par exemple, pour un plasma compressible avec une seule espèce d'ions mobiles on peut prendre :

$$F = \begin{bmatrix} E \\ H \\ V \\ q \end{bmatrix}$$

et pour l'opérateur

$$\mathcal{M} = \begin{bmatrix} d_t\varepsilon & -\text{rot} & n_0 e & 0 \\ \text{rot} & d_t\mu & 0 & 0 \\ n_0 e & 0 & d_t\rho & \text{grad} \\ 0 & 0 & \text{div} & d_t\sigma \end{bmatrix}$$

où ρ est la densité du milieu et T le module d'élasticité. On en déduit la célérité des ondes acoustiques $a = (\rho\sigma)^{-1/2}$ et celle des ondes électromagnétiques $c = (\varepsilon\mu)^{-1/2}$.

Le vecteur source devient :

$$\begin{bmatrix} J \\ K \\ f \\ q \end{bmatrix}$$

où f est une densité de force appliquée et q un taux de production des ions.

La réaction $< C, F >$, à utiliser dans ce cas, est l'intégrale de :

$$J \cdot E - K \cdot H - V \cdot f + qp$$

et le vecteur de Poynting généralisé est $S = E \cdot H + pV$.

Avec ces notations, les formules (9, 11, 13) se généralisent au cas d'un plasma isotrope compressible et aussi au cas du magnétoplasma compressible. [Rapport non publié de O. KESLER, University of Illinois].

Il est clair que ces formules sont d'une portée tout à fait générale et qu'elles s'appliquent à des ondes de nature quelconque. Elles mettent en évidence le rôle de la surface de dispersion, en particulier du rayon de courbure gaussien de cette surface, et aussi de la polarisation des ondes caractéristiques comparées à celles de la transformée de Fourier de la source. Remarquons, pour finir, que le champ à grande distance est exactement défini par les valeurs que prend cette transformée de Fourier sur la surface de dispersion.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BUNKIN F.V. — On radiation in anisotropic media, *J. Exptl. Theoret. Phys. USSR*, vol. 32, pp. 338, 1957.

[2] KOGELNIK H. — On electromagnetic radiation in magneto-ionic media, *J. Res NBS-D. Radio Propagation*, vol. 64D, pp. 515-523, September - October 1960

[3] KUEHL H. — Electromagnetic radiation from a dipole in anisotropic plasma, *J. Phys. Fluids*, vol 5, p. 1095, 1962.

[4] ARBEL E. and FELSEN L.B. — Theory of Radiation from Sources in Anisotropic Media in Electromagnetic Waves, E.C. Jordan, Ed., Pergamon Press New York, NY, pp. 391-459, 1963.

[5] LIGHTHILL M.J. — Studies on magneto-hydrodynamic waves and other anisotropic wave motions, Phil. Trans. Roy. Soc. London, Ser. A, vol. 252, pp. 397-430, March 1960.

[6] MEECHAM W.C. — Source and reflection problems in magneto-ionic media, *Phys. Fluids*, vol. 4, December 1961.

[7] MITTRA R. and DESCHAMPS G.A. — Field Solution for a dipole in an Anisotropic Medium in Electromagnetic Waves, E.C. Jordan, Ed. Pergamon Press, New York, NY, pp. 495-512, 1963.

[8] DESCHAMPS G.A. et KESLER O. — Radiation Field on an Arbitrary Antenna in a Magnetoplasma, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. A-12, November 1964.

[9] WEIL H. et DESCHAMPS G.A. — Les antennes dans les plasmas, Laboratoire de Physique des Plasmas, Faculté des Sciences d'Orsay, Rapport L.P. 52.

[10] COHEN M.H. — Radiation in a Plasma, *The Physical Review*, vol. 123, 711, 1961, vol. 125, 389, 1962, vol. 126, 398, 1962.

[11] RATCLIFFE J.A. — The Magneto-Ionic Theory and its Application to the Ionosphere, Cambridge University Press, Cambridge, Mass. 1959.

[12] CLEMMOW P.C. and MULLALY R.F. — The dependence of the refraction index in magnetoionic theory on the direction of the wave normal, in Report of the Physical Soc. Conf. on Physics of the Ionosphere, held at the Cavendish Laboratory, Cambridge, Mass., pp. 340-350, September 1954.

[13] ALLIS W.P., BUCHSBAUM S.J. and BERS A. — Waves in Anisotropic Plasma, the Massachusetts Institute of technology Press, Cambridge, Mass., 1963.

[14] DESCHAMPS G.A. and WEEKS W.L. — Charts for computing the refractive indexes of a magnetoionic medium, *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-10, pp. 305-317, May, 1962.

[15] DENISSE J.F. et DELCROIX J.L. — Théorie des Ondes dans les plasmas, Dunod 1963.

[16] HINES C.O. — Wave Packets, the Poynting Vector and Energy Flow, I-IV, *J. Geophys. Research 56*, pp. 63, 197, 207, 535, 1951.

[17] STIX T.H. — The theory of Plasma Waves, McGraw-Hill, New York 1962.

[18] DESCHAMPS G.A. — Angular Dependence of the Refractive Index in the Ionosphere, *Radio Science*, vol. 69 D, N° 3, pp. 395-400, March 1965.

[19] FELSEN L.B. — On the Use of Refractive Index Diagrams for Source-Excited Anisotropic Regions, *Radio Science*, vol. 69 D, N° 2, pp. 155-169, Feb. 1965.

[20] MERCIER R.P. — Thermal radiation in anisotropic media, *Proc. Phys.-Soc.*, vol. 83, pp. 811-816, 1964.

[21] BUDDEN K.G. and HUGILL J. — The theory of cosmic backgroud radio signal received within the ionosphere, *Proc. Roy. Soc.*, vol. A 277, p. 365, 1964.

[22] DESCHAMPS G.A. — Geometrical representation of the polarisation of a plane electromagnetic wave, *Proc. IRE*, vol. 39, pp. 540-544, May 1951.

RAYONNEMENT ET DIFFRACTION DANS DES RÉGIONS ANISOTROPES

PAR

L. B. FELSEN

Electrophysics Department
Polytechnic Institute of Brooklyn
Farmingdale, New York, U.S.A.

1. Introduction

Une description des phénomènes très compliqués de rayonnement et de diffraction en milieu anisotrope peut être faite de façon nettement plus méthodique grâce à l'emploi du concept de rayon, par lequel on peut rendre compte des caractéristiques usuelles de la réflexion et de la réfraction, ainsi que de celles de la diffraction.

Une grandeur de champ peut être caractérisée en terme de rayon quand son comportement local est essentiellement celui d'une simple onde plane. Cela a lieu, par exemple, dans la zone de rayonnement éloigné d'une source ponctuelle où le champ en ondes sphériques se comporte localement comme celui d'une onde plane se propageant radialement à partir de la source, avec une amplitude, fonction du rayon, déterminée par les caractéristiques du front d'onde (ou encore par l'extension du pinceau, les rayons étant les trajectoires orthogonales des surfaces d'ondes dans un milieu isotrope). Un comportement analogue se retrouve pour des champs réfléchis, réfractés, et mêmes diffractés, à condition que le point d'observation soit placé suffisamment loin des objets diffractants pour que le caractère d'onde plane locale soit valable. La longueur d'onde est l'échelle de mesure appropriée pour cette distance et, bien que la justification mathématique nécessite que la longueur d'onde tende vers zéro, entraînant ainsi que toutes les autres distances soient comparativement infinies, on trouve par l'étude de problèmes typiques que des distances de l'ordre de quelques longueurs d'onde (ou même une seule) conviennent souvent.

Ainsi, une description, en terme de rayons, du rayonnement et de la diffraction « lointaine » s'applique presque partout, l'exception étant les régions de transition (par exemple, le voisinage de la limite ombre-lumière pour un objet donnant une ombre) ainsi certaines ondes ont des variations rapides les empêchant d'avoir un comportement d'onde localement plane. En construisant une hiérarchie de rayons, on peut ainsi décrire, de manière quantitative, des champs de rayonnement et de diffraction de sources en présence d'obstacles et de limites de formes relativement quelconques.

Pour une application des concepts schématisés ci-dessus à des régions anisotropes, il est évidemment essentiel de comprendre la propagation des ondes planes puisqu'un formalisme de rayons est basé sur le comportement en ondes localement planes. C'est par là que les surfaces d'indices joue un rôle important parce que ces surfaces donnent des informations essentielles pour déduire les différentes caractéristiques des rayons (direction de l'énergie) et du vecteur d'onde (direction des fronts d'ondes) dans une onde plane. Cet aspect, de la question et son rapport avec les problèmes de rayonnement a été exposé dans l'article du Professeur G. DESCHAMPS [2] qui a considéré la surface des indices décrivant les ondes planes, la superposition d'ondes planes en un spectre continu (pour synthétiser rigoureusement le champ excité par une distribution de sources locales dans une région indéfinie) et l'évaluation asymptotique de la représentation intégrale exacte, en vue d'extraire le champ

* L'auteur fut invité par les organisateurs de la conférence sur les Antennes en Milieu Ionisé, à présenter une conférence examinant ce sujet. Quoique des versions semblables en aient été publiées, les organisateurs ont trouvés le sujet d'intérêt suffisant pour justifier l'insertion dans ce numéro. Ils ont demandés, en conséquence, de leur soumettre ce manuscrit condensé.

** Ce travail a été patronné par l'Air Force Cambridge Research Laboratories, Office of Aerospace Research, Bedford, Massachussetts sous contrat N° A.F. 19(628) - 2357.

de rayonnement. Ces concepts sont rappelés brièvement au paragraphe 2 qui traite de l'utilisation des surfaces d'indices dans l'étude de la réflexion et de la réfraction sur une surface de séparation plane. Des effets de surface associés à une source de rayonnement sont examinés plus profondément au paragraphe 3 en insistant plus particulièrement sur certains phénomènes de focalisation et sur les phénomènes de diffraction décrits par les ondes latérales. Les conclusions générales déduites des surfaces d'indices sont alors vérifiés au paragraphe 4 sur des exemples particuliers qui peuvent être analysés rigoureusement.

2. La surface de dispersion des ondes planes et les phénomènes liés à une surface

Ainsi qu'on l'a déjà dit, une compréhension des propriétés de propagation des ondes planes dans un milieu anisotrope est un préalable essentiel pour tenter une analyse sensée de l'excitation par des sources. Comme l'utilisation de la surface des indices a été décrite par le Professeur DESCHAMPS [2] dans l'article précédent, ces remarques sur le sujet sont brèves et servent principalement à l'introduction des notations employées dans la suite de cet article. En se référant à la figure 1, le vecteur d'onde k définit

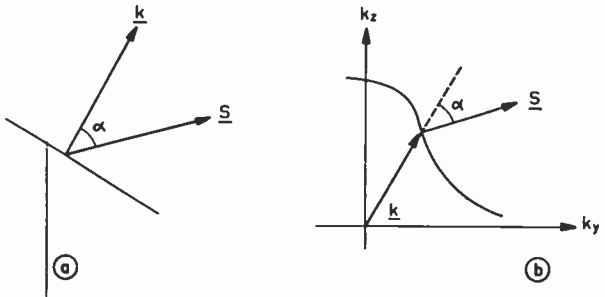


FIG. 1. — Vecteur d'onde et rayon

a) Front d'onde

b) Surface des normales aux ondes (ou des indices)

la direction de propagation des fronts d'onde, le vecteur rayon S définit la direction de propagation de l'énergie et l'angle α entre k et S est inférieur à 90° quand on a affaire à un milieu magnétoionique du type Appleton-Hartree. Le vecteur de Poynting moyen $S = \mathrm{Re}(E \wedge H^*)$, dans un milieu sans pertes, est lié à la vitesse de groupe v_g par $S = Wv_g$, où W désigne l'énergie moyenne emmagasinée. La surface des vecteurs d'ondes (1) et la surface des indices sont décrites par l'extrémité des vecteurs

$$k(k_x, k_y) \quad \text{et}$$

$$n(k_x, k_y) = (c/\omega)\, k(k_x, k_y)$$

où k_x, k_y sont les nombres d'ondes le long des axes x et y, respectivement, et c est la vitesse de la lumière dans le vide. Un facteur temps en $\exp(-i\omega t)$ est implicite.

Tandis que la surface des k (ou la surface des indices qui lui est liée par le facteur constant c/ω) donne, bien sûr, immédiatement la relation entre k et S dans une région anisotrope indéfinie (sans spécifier cependant la polarisation de l'onde), elle peut aussi être utilisée pour déterminer la direction des rayons et vecteurs d'ondes réfléchis et transmis quand il y a une surface de séparation plane [3]. Dans ce cas, on voit, grâce à la condition de continuité des composantes tangentielles du champ à travers la surface, que les éléments des champs incidents, réfléchis et réfractés doivent tous avoir le même nombre d'ondes parallèlement à la surface ; cela oblige seulement les champs à rester « au pas » le long de la surface. Si cette dernière est prise suivant le plan $z = 0$, on impose alors que chaque élément se comporte comme :

$$E_i(r) = A_i\, e^{ik_{zi}z}\, e^{i(k_x x + k_y y)}$$

où l'indice i distingue les parties incidentes, réfléchies, ou réfractées, et A_i ne dépend pas du vecteur-position r. E désigne le champ électrique. Une expression semblable peut être écrite pour le champ magnétique H.

Comme la surface des k constitue un graphique de k_z, $k_z(k_x, k_y)$, il est aisé de voir comment l'utiliser pour déterminer k_i et S_i pour les différents champs d'onde : le vecteur incident $\hat{k}_0$ étant donné, on détermine sa projection $(\hat{k}_{x0}\ \hat{k}_{y0})$ sur le plan $z=0$, puis on détermine alors tous les autres points de la surface des k ayant même projection (k_{x0}, k_{y0}) ; les points satisfaisant la condition de rayonnement (c'est-à-dire dont les ondes planes correspondantes portaient une énergie s'éloignant de la surface) sont alors possibles, et les vecteurs S qui leur sont associés peuvent être interprétés comme des rayons réfléchis et réfractés.

Ce raisonnement reste vrai, même quand la surface des k a plusieurs branches, auquel cas deux ondes réfléchies ou réfractées, ou plus, peuvent être excitées par un seul rayon incident. Cela est utilisé plus bas dans l'analyse de l'excitation par une source ponctuelle (fig. 2 *a* et *b*) (1).

3. Rayonnement par des sources

3.1. CONDITION DE COL ET INTERPRÉTATION EN TERME DE RAYONS

Le champ rayonné par des sources à distance finie peut être synthétisé par une distribution continue d'ondes planes dont les amplitudes sont ajustées au spectre des nombres d'ondes dans le plan des sources. Cela entraîne la considération d'un problème

(1) Cette surface est aussi appellée surface de dispersion.

(1) On doit faire remarquer que la construction graphique ne donne que la direction des rayons réfléchis et réfractés relativement au rayon incident mais non l'amplitude ou la polarisation, contenue dans le facteur A_i. Ce dernier doit être déterminé par une application détaillée de la condition de passage à travers la surface.

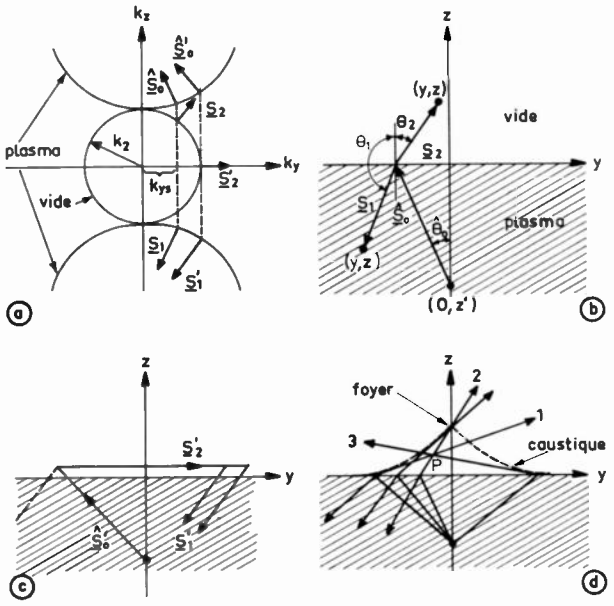


FIG. 2. — Points cols et
a) surface des k
b) diagramme des rayons (réfléchis et réfractés)
c) diagramme des rayons (latéraux)
d) focalisation

de conditions initiales classique dont la solution prend alors la forme [3] :

$$E_i(r) = \int_{-\infty}^{+\infty} A_i(k_y)\, e^{i[k_{zi}(k_y)z + \widehat{k_{z0}}(k_y)|z'| + k_y\varphi]}\, dk_y \qquad (2)$$

où l'on n'a pris que deux dimensions (indépendantes de x) pour simplifier, cela correspond à une source linéaire parallèle à x, en $y = 0$, $z = z' < 0$. Quand l'indice i est remplacé par 0 et $(z+|z'|)$ par $(z+z')$, l'expression se refère au champ dans un milieu indéfini, sinon l'indice i fait la distinction entre les champs réfléchis et réfractés.

Comme, en général, ces intégrales de rayonnement ne peuvent être calculées exactement, on doit faire appel à des techniques d'approximation. Pour le champ de rayonnement à grande distance (par rapport à la longueur d'onde), la méthode du col convient. Elle exprime que la contribution principale à l'intégrale provient du voisinage des points de l'intervalle d'intégration où la dérivée de l'exposant, par rapport à k_y, s'annule. Ainsi les points cols k_{yS} sont déterminés explicitement par la condition (1) :

$$y + \frac{dk_{zi}}{dk_y} z + \frac{d\widehat{k_{z0}}}{dk_y} |z'| = 0 \qquad \text{à} \qquad k_y = k_{yS}. \qquad (3)$$

En définissant

$$(dk_{zi}/dk_y) = -\operatorname{tg}\theta_i \quad \text{et} \quad (d\widehat{k_{z0}}/dk_y) = -\operatorname{tg}\widehat{\theta_0},$$

on peut donner une interprétation graphique simple de la condition de col : k_{yS} est précisément le point de l'axe des k_y pour lequel on peut construire un trajet de rayon de la source $(0, z')$ au point d'observation (y, z) en accord avec le graphique des indices [2]. Cette interprétation découle de l'observation que θ_i et $\widehat{\theta_0}$ sont les angles entre l'axe des k_z et les normales à la surface des k aux points (k_{zi}, k_y) et $(\widehat{k_{z0}}, k_y)$, respectivement (les angles sont positifs dans le sens axe des k_z vers axe des k_y). Ces relations sont illustrées par la figure 2 où une source ligne rayonne dans un plasma semi-infini séparé du vide par une surface plane. La surface des k pour le milieu vide, isotrope, est une sphère (seule l'intersection circulaire dans le plan k_y - k_z nous concerne ici, car $k_x = 0$). Tandis que celle du plasma a été prise avec une branche ouverte, ce qui a lieu, par exemple, quand le champ magnétique statique est très grand (cas uniaxe) et la fréquence de plasma plus grande que la fréquence de travail ($\omega_p > \omega$). Ainsi, le point col peut être déterminé en sélectionnant les rayons incidents et réfléchis (ou réfractés) comme sur la figure 2*a* ; rayons qui réunissent la source et les points d'observation par les trajets représentés en figure 2*b* ; si plusieurs de ces trajets sont possibles, cela implique l'existence de plus d'un point col contribuant au champ.

Comme la contribution principale à l'intégrale (2) provient du voisinage du point col (S), le champ de rayonnement résultant sera en :

$$\exp[ik_S \cdot r] = \exp[ik_{zi}(k_{yS})z + i\widehat{k_{z0}}(k_{yS})|z'| + ik_{yS}y] \ ,$$

soit une ou plusieurs ondes planes ayant le même k_{yS} (2). En conséquence, on aboutit à la conclusion physique que le champ réfracté, observé au point (y, z), par exemple, est établi par l'onde plane particulière $(\widehat{S_0})$ qui, partant de la source, a rencontré la surface, s'est réfractée (S_2) en accord avec la loi de la réfraction schématisée par le diagramme des k, pour finalement atteindre le point d'observation. L'analyse mathématique supporte donc la prévision physique de l'optique des rayons et montre comment on peut trouver le point col (S) et les trajectoires de rayons associées, à partir de la surface d'indice 3. Des considérations analogues s'appliquent à la partie réfléchie (S_1). On note, au passage, que le rayon réfracté S_2 est « rétrograde » relativement au rayon incident $\widehat{S_0}$, conséquence de la forme ouverte de la surface.

3.2. RAYONS LATÉRAUX

La figure 2*a* comporte un autre caractère intéressant. Quand le point d'observation est tel que k_{yS} devient égal au rayon k_2 du cercle (cela peut se produire quand le point d'observation se trouve dans le *plasma*), le rayon réfracté devient horizontal, et quand $k_{yS} > k_2$, il n'y a plus de rayon réfracté (réflexion totale). Du point de vue analytique, les deux valeurs de la fonction bivaluée $k_{z2}(k_y)$, représentant

(1) Nous ne considérons ici que des points cols réels puisque des points cols complexes correspondent à des champs évanescents.

(2) Nous n'avons pas tracé de rayon correspondant à l'intersection avec le cercle. Ce rayon donnerait un transport d'énergie *vers* la surface dans le *vide* ; il est donc inadmissible étant donné la position des sources en figure 2 *b*.

la trace circulaire, coïncident quand $k_y = k_2$, ce qui indique la présence d'un point de branchement à cette valeur. Ce point de branchement peut également contribuer au champ de rayonnement et donner ce que l'on appelle une onde latérale (trajet $\widehat{S_0'}, S_2', S_1'$) dont le trajet (fig. 2*c*) se déduit immédiatement de la figure 2*a* [3]. Bien que cette partie du champ représente un effet de diffraction, il peut quelquefois dominer les champs direct et réfléchi. Pour un milieu décrit par le tracé hyperbolique de la figure 2*a*, la direction des rayons directs aussi bien que réfléchis est confinée dans un certain angle limité par les normales aux asymptotes ; en conséquence, il existe une zone d'ombre où ne peuvent pénétrer les champs direct et réfléchi, aucune restriction de ce genre n'intervient pour les rayons latéraux. Les ondes latérales correspondent physiquement à une partie du champ excité par un rayon incident à l'angle critique $(\widehat{S_0'})$; le rayon réfracté (S_2') voyage parallèlement à la surface et perd de l'énergie par réfraction (S_1') (seul un des rayons latéraux est représenté ; il en existe un second qui provient de la partie gauche du diagramme des k, se propageant vers la gauche dans la zone du vide).

3.3. Focalisation

La courbe des vecteurs d'onde de la figure 2*a* révèle un autre aspect qui est en rapport étroit avec les propriétés d'anisotropie du plasma. En un point d'observation P situé près de la surface, dans le vide $z > 0$, on peut construire trois rayons, comme l'indique la figure 2*d*. L'existence de ces trajets implique la contribution de trois points cols k_{yS1}, k_{yS2}, k_{yS3} de sorte que le champ en P consiste en trois sortes d'ondes interférant. Quand P s'éloigne de la surface, les rayons 1 et 2 se rapprochent l'un de l'autre et coïncident effectivement quand P se trouve sur la couche en tiretés gras ; plus loin, les rayons 1 et 2 n'existent plus et le champ est contenu tout entier dans le rayon 3.

Ainsi, la configuration des rayons diffère dans les deux parties de la région vide séparées par la courbe en tiretés ; dans la partie intérieure, chaque point d'observation est atteint par trois rayons, tandis que, dans la partie extérieure, il n'y a qu'un seul rayon. Ce caractère provient du croisement des rayons réfractés (fig. 2*a* et *d*), et la courbe en tiretés constitue la caustique des rayons réfractés. La caustique a un sommet, le foyer, qui est également représenté. Nous noterons donc qu'une surface plane limitant une région anisotrope homogène peut produire des effets de focalisation semblables à ceux d'une lentille [4]. Ce comportement peut être attribué aux courbures opposées des diagrammes d'indices pour le plasma et pour le vide respectivement, ce qui permet le croisement [4].

4. Exemples d'illustration

Pour illustrer quelques-unes des remarques précédentes sur des exemples spécifiques pouvant être analysés en détail, nous considérons le cas d'une ligne de courant magnétique située dans un milieu anisotrope uniaxe. Quoique cela soit une circonstance plutôt spéciale, l'interprétation des résultats au moyen des concepts de l'optique des rayons fournit la base d'une technique valable dans un large ensemble de cas.

4.1. Source linéaire dans un milieu indéfini

Le plasma froid uniaxe est décrit dans notre cas bidimensionnel par le tenseur diélectrique :

$$\varepsilon = -y_0 y_0 + \varepsilon z_0 z_0 ,$$

où : $$\varepsilon = 1 - (\omega_p/\omega)^2$$

ε étant supposé implicitement relatif à la constante diélectrique ε_0 du vide (le cas isotrope usuel s'obtient en faisant $\varepsilon = 1$). On remarque que ε peut être positif ou négatif suivant que $\omega_p < \omega$ ou $\omega_p > \omega$, respectivement (pour simplifier les pertes sont négligées de sorte que ε est réel).

La surface des vecteurs d'onde est donnée par l'équation :

$$k_z^2 + \frac{k_y^2}{\varepsilon} = k_0^2, \tag{4}$$

et quand $\varepsilon < 0$, elle a une forme hyperbolique, schématisée figure 2*a*. Si la ligne de courant magnétique est d'amplitude unité et située en $y = 0$, $z = z'$, la solution, pour la composante unique $H_x = H$ du champ magnétique, est donnée par l'expression finie connue [5] :

$$H_\infty = -\frac{\omega\varepsilon_0\sqrt{\varepsilon}}{4} H_0^{(1)}[k_0 r\, N(\theta)], \tag{5}$$

où $r = [y^2 + (z-z')^2]^{1/2}$ est la distance de la source au point d'observation (y, z),

$\theta = \mathrm{tg}^{-1}[y/(z-z')]$ est l'angle d'observation pris à partir de l'axe z,

k_0 est le nombre d'onde dans le vide,

$H_0^{(1)}$ est la fonction de Hankel de première espèce et $N(\theta)$, l'indice de réfraction des rayons :

$$N(\theta) = \sqrt{\cos^2\theta + \varepsilon \sin^2\theta} \tag{5a}$$

l'indice ∞ indique qu'il s'agit de la solution pour un milieu indéfini. Pour de grandes valeurs de l'argument, la fonction de Hankel peut être remplacée par son expression asymptotique pour donner :

$$H_\infty \sim -\frac{\omega\varepsilon_0\sqrt{\varepsilon}}{4}\sqrt{\frac{2}{\pi k_0 r N(\theta)}}\, e^{i[k_0 r N(\theta) - \pi/4]} \tag{6}$$

expression dans laquelle $k_0 r N(\theta) \gg 1$.

On peut facilement voir que la puissance transportée par ce champ s'écoule radialement de la source vers l'infini, et que la puissance réelle est rayonnée seulement dans les régions de l'espace où $N(\theta)$ est réel (on doit prendre $N(\theta) = i|N(\theta)|$ quand N est imaginaire). Quand $\varepsilon < 0$, le champ ne se propage que dans la région définie par $|\mathrm{tg}\,\theta| < \mathrm{tg}\,\theta_c$, où

θ_c est l'angle pour lequel $N(\theta)$ s'annule :

$$\theta_c = \text{Arc tg}\,\frac{1}{\sqrt{|\varepsilon|}}.$$

On peut facilement voir, grâce à (4), que la normale aux asymptotes de la courbe hyperbolique fait un angle θ_c avec l'axe des k_z. En étudiant la figure 2*a* (sous la courbe circulaire), on remarque que les rayons (normales à l'hyperbole) ne se propagent que dans la région $|\text{tg}\,\theta| < \text{tg}\,\theta_c$, en accord avec la conclusion tirée de la solution exacte (6). On peut vérifier également que

$$k_S \cdot r = k_0 rn \cos\alpha = k_0 r N(\theta),$$

où k_S est le vecteur d'onde correspondant à un rayon dans la direction θ. Ainsi, la relation avec la phase déduite plus haut se vérifie.

Il est intéressant d'observer qu'au voisinage de la limite de la région éclairée où $N(\theta) \to 0$, il n'est pas permis d'utiliser la forme asymptotique (6) et il est nécessaire de garder la solution exacte (5). Comme $H_0^1(0) = \infty$, le champ magnétique diverge à la frontière clarté-ombre (le champ électrique diverge aussi). On peut montrer également que la puissance *totale* rayonnée par une source dans un milieu ayant une surface d'indices ouverte est infinie, conduisant donc ainsi à une résistance de rayonnement infinie. Cette divergence peut être surmontée en postulant une distribution de courant ayant un comportement plus régulier qu'une source concentrée sur une ligne.

4.2. Source linéaire dans un plasma remplissant un demi-espace

Quand la source linéaire est placée dans un demi-espace de plasma anisotrope uniaxe comme indiqué figure 2*b*, la solution de l'espace indéfini doit être additionnée d'une contribution rendant compte de la surface. Ce dernier champ ne peut être exprimé par une expression finie et il est nécessaire d'utiliser une intégrale du type cité en (2) (seul le champ électrique est donné en (2) mais une expression semblable représente le champ magnétique). Pour le problème considéré, on trouve dans la région du plasma : $z < 0$ [5] :

$$H = H_\infty + \frac{\omega\varepsilon_0}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{(k_{z2} - \hat{k}_{z0})}{\hat{k}_{z0}(k_{z2} + \hat{k}_{z0})} e^{i[\hat{k}_{z0}|z+z'| + k_y y]}\,dk_y \tag{8}$$

où k_{z2} et $\hat{k}_{z0}$ sont les nombres d'ondes le long de z respectivement dans le vide et dans le plasma, voir [4] :

$$k_{z2} = \sqrt{k_0^2 - k_y^2}\,, \qquad \hat{k}_{z0} = \sqrt{k_0^2 - \frac{k_y^2}{\varepsilon}}. \tag{8a}$$

D'autre part, dans la région vide, $z > 0$ [4, 5] :

$$H = -\frac{\omega\varepsilon_0}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{k_{z2}^{11} + k_{z0}} e^{i[k_{z2}z + \hat{k}_{z0}|z'| + k_y y]}\,dk_y. \tag{9}$$

Ces expressions sont évidemment en accord avec le genre de résultat donné en (2). Comme $\hat{k}_{z0}$ et k_{z2} sont des fonctions multiformes de k_y, la surface de Riemann associée doit être définie de manière convenable, et le trajet d'intégration doit être déformé autour des points de branchement de façon que le champ satisfasse la condition de rayonnement. (Les racines carrées doivent avoir une partie imaginaire positive dans le cas où elles ne sont pas réelles).

Pour effectuer une évaluation asymptotique de ces intégrales destinées à représenter le champ au loin, on peut suivre la méthode schématisée au paragraphe 3.1. Primo, les points cols réels k_{yS} sont localisés comme dans (3) et le contour d'intégration est alors déformé en un contour à « pente maximale » passant par le col. Le long d'un tel contour, l'intégrant décroît exponentiellement quand on s'éloigne du col, de sorte que seules les contributions provenant du voisinage immédiat des différents k_{yS} ont de l'importance. Si on rencontre des points de branchement par la déformation du contour, une intégrale de coupure doit être ajoutée, elle peut alors donner lieu à des ondes latérales décrites au paragraphe 3.2. Les points cols peuvent être localisés graphiquement par la méthode déjà discutée.

Pour l'intégrant de (9), relatif au vide, on trouve (pour $\varepsilon < 0$) un ou trois points cols, suivant la position du point d'observation (§ 3.3.). Les contours déformés passant par les cols sont représentés aux figures 3 *b* et *c* (la disposition des points cols correspond à un observateur se déplaçant le long du rayon 3, sur la figure 2*d*). On remarque qu'aucun point de branchement n'est rencontré par la déformation du contour, de sorte que l'évaluation asymptotique ne provient que des points cols.

Par un calcul classique on obtient, pour un point d'observation à l'intérieur de la caustique de la figure 2*d* [4] :

$$H \sim -\omega\varepsilon_0\sqrt{\frac{1}{2\pi}} \sum_{m=1}^{3} \frac{1}{(k_{z2} + \hat{k}_{z0})_{k_y s_m}} \times \frac{e^{i\psi(k_{ySm}) + i(\pi/4)\,\text{sgn}\,\psi''(k_{ySm})}}{|\psi''(k_{ySm})|^{1/2}}, \tag{10}$$

tandis que, pour les points d'observation à l'extérieur, il ne reste qu'un seul terme.

ψ représente la fonction de phase :

$$\psi(k_y) = k_{z2}z + \hat{k}_{z0}|z'| + k_y y = k_2 \cdot z - \hat{k}_0 \cdot r'\,, \tag{10a}$$

et ψ'', sa dérivée seconde :

$$\psi''(k_y) = -\frac{k_0^2}{(k_0^2 - k_y^2)^{3/2}} z + \frac{k_0^2}{|\varepsilon|\left(k_o^2 + \dfrac{k_y^2}{|\varepsilon|}\right)^{3/2}} |z'|. \tag{10b}$$

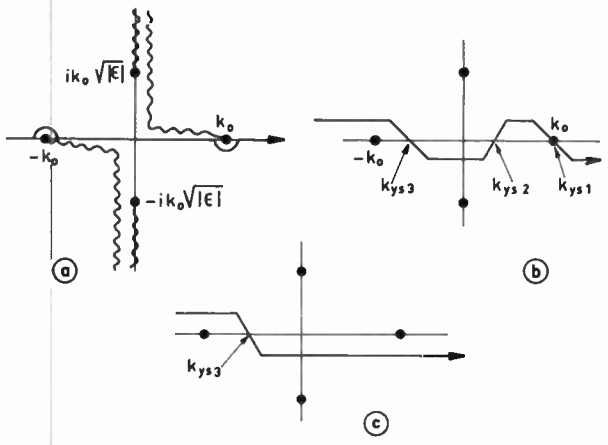


FIG. 3. — Trajet d'intégration dans le plan k^* complexe pour des points d'observation dans la région vide, avec $\varepsilon < 0$ (● point de branchement)

a) trajet original

b) trajet déformé, pour des points d'observation à l'intérieur de la caustique

c) trajet déformé, pour des points d'observation en dehors de la caustique

Les points cols k_{ySm} sont situés à $\psi'(k_y) = 0$ et $\text{sgn}(\alpha) = \pm 1$ pour $\alpha \gtrless 0$. Cette formule asymptotique possède les caractéristiques générales décrites au paragraphe 3.1. Il est intéressant de remarquer que $\psi''(k_{ySm})$ dans (10*b*) peut tendre vers zéro pour certains points d'observation. Ce sont, en fait, les points de la caustique de la figure 2*d*. Le résultat asymptotique simple de (10) n'est plus alors valable, et on doit effectuer un calcul plus approfondi qui rende compte de la rencontre des deux points cols k_{yS1} et k_{yS2} de la figure 3*b* quand le point d'observation s'approche de la caustique. (Cela correspond à la superposition des deux rayons 1 et 2 dans la figure 2*d* si l'on suit le trajet du rayon 3, par exemple). Un perfectionnement supplémentaire est nécessaire près du foyer, caractérisé par la coïncidence des trois points cols [4].

Quand le point d'observation est placé dans la région du plasma $z < 0$, le champ est calculé à partir de (8). Le terme H_∞ donne la contribution des ondes directes de (5) ou (6), et l'intégrale rendant compte de la surface de séparation peut être traitée par des méthodes asymptotiques. Le trajet d'intégration est à l'origine comme indiqué par la figure 3*a*. Un point col unique et réel k_{yS} peut maintenant se présenter et, suivant le point d'observation, il peut être situé sur tout l'axe k_y réel. (Cela est une conséquence du diagramme ouvert des k de la figure 2*a*). L'interprétation correspondante de l'optique des rayons donne le rayon réfléchi indiqué figure 2*b* dont le domaine angulaire est limité par l'inclinaison des normales aux asymptotes de la branche ouverte ; pour des angles d'observation supérieurs, il n'existe pas de points cols réels et la contribution à l'intégrale, dans ce cas, est un infiniment petit exponentiel (onde évanescente dans la région ombre du champ réfléchi). Quand le point col k_{yS} est réel, le parcours d'intégration déformé est tel qu'indiqué sur les figures 4 et 5. En composant les figures 3*a* et 4, on remarque que les points de branchement à $(+k_0)$ et $(-k_0)$ sont rencontrés au cours de la déformation quand $k_{yS} < -k_0$ et $k_{yS} > k_0$ respectivement, tandis que les deux points de branchement sont rencontrés quand $-k_0 < k_{yS} < +k_0$, les intégrales de branchement correspondantes donnent les ondes latérales de la figure 2*c* dont l'existence fut prévue grâce au graphique des vecteurs d'ondes (on rappelle qu'une seule des ondes latérales a été tracée pour simplifier, mais qu'il en existe une seconde vers la gauche parallèlement à la surface). La formulation analytique de l'approximation du col pour $\varepsilon < 0$ est :

$$H \sim H_\infty + H_S \tag{12}$$

où H_∞ est la contribution directe donnée en (6) tandis que H_S est le champ réfléchi [5].

$$H_S \sim -\frac{\omega\varepsilon_0\sqrt{|\varepsilon|}\,e^{i\pi/4}}{2}\,\Gamma(k_{yc})\,\frac{e^{ik_0[\hat{r}_0 N(\hat{\theta}_0)+r_1 N_1(\theta_1)]}}{\sqrt{2\pi k_0[\hat{r}_0 N(\hat{\theta}_0)+r_1 N(\theta_1)]}} \tag{12a}$$

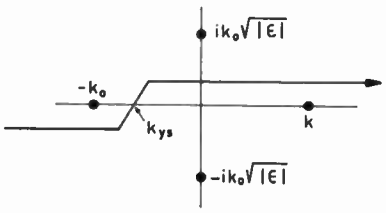


FIG. 4. — Trajet d'intégration déformé dans le plan k^* complexe pour des points d'observation dans la partie éclairée de la zone du plasma, avec $\varepsilon < 0$.

$\Gamma(k_{yc}) = -(k_{z2}-\hat{k}_{z0})/(k_{z2}+\hat{k}_{z0})$ est le coefficient de réflexion et

$(\hat{r}_0, \hat{\theta}_0)$ et (r_1, θ_1) sont les longueurs et angles associés respectivement aux rayons $\hat{S}_0$ et S_1 dans la figure 2*b*.

La signification physique des diverses grandeurs est évidente et on observe que quand $N(\hat{\theta}_0)$ et $N(\theta_1)$ sont imaginaires (voir 5*a*), le champ est évanescent ; la région correspondante est l'ombre en optique géométrique. Les intégrales de coupure donnent les contributions des ondes latérales S :

$$H_e \sim -\frac{\omega\varepsilon_0\,e^{i\pi/4}}{\sqrt{2\pi}}\,\frac{|\varepsilon|}{1+|\varepsilon|}\,\times$$

$$\left[\frac{e^{i[k_0\hat{r}'_0 N(\hat{\theta}'_0)+k_2 r'_2+k_0 r'_1 N(\theta'_1)]}}{(k_2 r'_2)^{3/2}}\,V(r'_2)+\ldots\right] \tag{13}$$

où $(\hat{r}'_0, \hat{\theta}'_0)$, r'_2 et (r'_1, θ'_1) sont les longueurs et les angles correspondant respectivement aux rayons $\hat{S}'_0$, S'_2 et S'_1 dans la figure 2*c*. $V(x)$ représente la fonction unité de Heaviside qui est égale à 1 quand $x > 0$ et s'annule quand $x < 0$; elle délimite l'existence

du rayon latéral précisément dans les régions escomptées de l'espace, à droite de la ligne en tiretés de la figure 2*c*. La contribution provenant du deuxième rayon latéral déjà cité n'a pas été explicitée. En dehors du fait que la phase, dans (13), est en accord avec celle prévue par les trajets des rayons latéraux, on doit attirer l'attention sur la variation en $(k_2 r_2')^{-3/2}$ qui conduit à une décroissance avec la distance, plus rapide que celle des champs direct ou réfléchi. Cette augmentation de la décroissance rend compte de la fuite continuelle d'énergie dans les ondes latérales. Cependant, $N(\theta_0')$ et $N(\theta_1')$ sont toujours réels, de sorte que l'onde latérale n'est jamais évanescente ; elle domine donc dans la zone d'ombre de l'optique géométrique. Près des côtés des angles correspondant à $r_2' \to 0$, l'équation 13 n'est plus valable et une étude plus approfondie doit être effectuée [5].

Conclusion

Les problèmes de rayonnement dans des régions anisotropes infinies et semi-infinies ont été brièvement passés en revue, et on a montré comment certains caractères saillants du champ de rayonnement peuvent être déterminés par une étude des graphiques de vecteur d'onde ou d'indice. Essentiellement, la réduction des intégrales de rayonnement par des méthodes asymptotiques revient à déterminer les ondes planes particulières qui vont de la source au point d'observation, suivant un trajet obéissant aux lois de la réflexion et de la réfraction du milieu en question. Cela se déduit immédiatement du diagramme d'indice et fournit une base physique du processus mis en jeu. La solution asymptotique complète contient, de plus, la polarisation et l'amplitude du champ au loin. Différents concepts généraux mis en avant dans la discussion initiale ont été clarifiés avec un exemple spécial susceptible d'être analysé en détail : le rayonnement dans un milieu anisotrope uniaxe.

Comme il est dit plus haut, nous n'avons pas cherché à être exhaustif ici puisque la plupart des travaux sur lesquels cette revue est basée figurent dans la littérature technique. Nous espérons cependant que le présent aperçu est suffisamment large pour englober quelques-unes des idées de base ; le lecteur intéressé par d'autres détails pourra envisager de consulter les références citées. Alors que seules des surfaces planes furent explicitement discutées, on doit mentionner que les méthodes asymptotiques et la théorie des rayons correspondante ont été également appliquées à des surfaces courbes [6] et des surfaces anguleuses [6, 7], donnant ainsi une vue d'une classe d'effets de diffraction différant de ce qui a été décrit dans cet article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KELLER J.B., Geometrical Theory of Diffraction, in Calculus of Variations and its Applications (McGraw-Hill Book Co., New York, 1958) ; also, *J. Opt. Soc. Am.*, **52** (1962), p. 116.

[2] DESCHAMPS G. Rayonnement d'une antenne dans un milieu anisotrope. Article dans ce numéro de *l'Onde Electrique*, p. 1379 à 1385.

[3] FELSEN L.B. On the Use of Refractive Index Diagrams for Source-Excited Anisotropic Regions, *Radio Science* (NBS-USA), **69D** (1965), p. 155-169.

[4] FELSEN L.B. Focusing by an Anisotropic Plasma Interface, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, **AP-12** (1964), p. 624-635.

[5] FELSEN L.B. Radiation from a Uniaxially Anisotropic Plasma Half Space, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, **AP-11** (1963), pp. 469-484.

[6] RULF B. and FELSEN L.B. Diffraction by Objects in Anisotropic Media, Proceedings of the Symposium on Quasi-Optics, Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn, N.Y., 1964.

[7] FELSEN L.B. Propagation and Diffraction in Uniaxially Anisotropic Regions ; Part I - Theory. Part II - Applications, *Proc. IEE* (London), **111** (1964), pp. 445-464.

Références supplémentaires d'articles récents passant en revue des sujets voisins :

[8] FELSEN L.B. Quasi-Optic Diffraction, Proceedings of the Symposium on Quasi-Optics, Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn, N.Y., 1964.

[9] FELSEN L.B. Quasi-Optical Techniques in Microwave Propagation, *Applied Optics*, Oct. 1965.

[10] FELSEN L.B. Propagation and Diffraction in Anisotropic Regions, *Acta Physica Polonica*, **27** (1965), pp. 197-216.

Note. — Des références d'autres publications peuvent être trouvées dans les bibliographies des articles ci-dessus, voir surtout [8] - [10].

DIFFRACTION D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE PAR UN CYLINDRE DE PLASMA INHOMOGÈNE

PAR

P.E. FAUGERAS

Groupe de Recherches
de l'Association EURATOM-CEA sur la Fusion
92 - Fontenay-aux-Roses, France

1. Rappel théorique

On donne ici seulement le principe de la méthode et les équations de la diffusion ainsi obtenues [1].

Si on néglige l'action du champ magnétique de l'onde incidente, et si on suppose les ions infiniment lourds, le plasma peut être assimilé à une assemblée d'électrons qui réagissent à l'onde incidente comme des dipôles. Le champ électromagnétique qui agit alors sur un dipôle considéré, à l'intérieur du plasma, se décompose donc en champ incident et en champ diffusé, ce dernier étant dû aux ondelettes émises par tous les dipôles, ce qu'on peut écrire :

$$\vec{E} = \vec{E}_i + \vec{E}_d(\vec{E}) \qquad (1)$$

où $\vec{E}$ est le champ total, $\vec{E}_i$ le champ incident.

Dans le cas où le plasma est un cylindre circulaire (la densité électronique ne dépendant que de la distance à l'axe du plasma), et pour une onde plane à l'incidence normale, $\vec{n}$, dont le vecteur électrique est parallèle à l'axe Oz du cylindre, (1) permet de calculer le champ qui règne en chaque point de l'espace, et en particulier à l'extérieur du plasma :

$$\vec{\mathcal{E}} = \vec{E}_0 e^{-i\omega t} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [i^n J_n(k_0 r) + a_n H_n^{(1)}(k_0 r)]\, e^{in\theta} \qquad (2)$$

$\vec{E}_0$ est un vecteur dirigé suivant Oz,

J_n et $H_n^{(1)}$ sont les fonctions de Bessel et de Hankel de première espèce,

$k_0 = \dfrac{2\pi}{\lambda} = \dfrac{\omega}{c}$ = nombre d'ondes dans le vide,

le terme $i^n J_n(k_0 r)$ est le champ incident, tandis que le champ diffusé $a_n H_n^{(1)}(k_0 r)$ est déterminé par le coefficient a_n :

$$a_n = -i^n \frac{J_n(X)y'(X) - J_n'(X)y(X)}{H_n^{(1)}(X)y'(X) - H_n^{(1)\prime}(X)y(X)} = -i^n b_n \qquad (3)$$

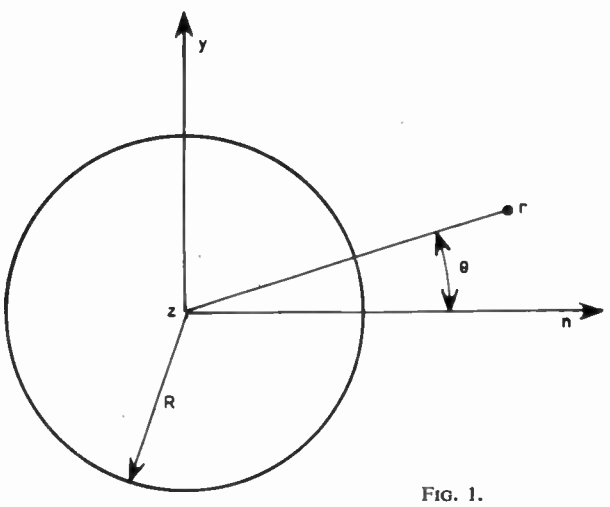


FIG. 1.

où $X = \dfrac{2\pi R}{\lambda}$, R = rayon du cylindre ;

et où $y(x)$, fonction complexe de la variable réelle x, est continue pour $x = 0$ et solution de l'équation différentielle :

$$y'' + \frac{1}{x}y' + \left[1 - \frac{\alpha\varphi(x)}{1 + i\,\nu/\omega} - \frac{n^2}{x^2}\right]y = 0. \qquad (4)$$

Dans (4), $\alpha = \dfrac{4\pi e^2 N(0)}{m\omega^2}$ est le rapport de la densité sur l'axe à la densité de coupure pour l'onde considérée (densité telle que $\omega = \omega_p$) ; $\varphi(x)$ est la forme du profil de densité ; $\varphi(0) = 1$ et $\varphi(X) = 0$; ν est la fréquence de collisions.

On se limite au cas des collisions électron-ion et on pose :

$$\nu/\omega = \beta\varphi(x).$$

2. Diagrammes de diffraction

Le champ à l'infini s'obtient par le développement asymptotique des fonctions de Hankel dans (2), soit :

$$\vec{E} = \vec{E}_0\left[e^{i\,k_0 r\cos\theta} + \frac{e^{i\,k_0 r}}{\sqrt{k_0 r}}g(\theta)\right]. \qquad (5)$$

L'amplitude de diffusion $g(\theta)$ est mise sous forme trigonométrique :

$$g(\theta) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\,e^{i\frac{3\pi}{4}}\left[b_0 + 2\sum_1^\infty b_n \cos n\theta\right]. \qquad (6)$$

C'est cette expression que nous avons calculée pour les valeurs suivantes des paramètres :

$$0{,}01 \leqslant \alpha \leqslant 10$$

$$0{,}5 \leqslant X \leqslant 100$$

$$\beta = 0.\ 0{,}01.\ 0{,}1.\ 1$$

φ : rectangulaire, $J_0\left(2{,}4\dfrac{x}{X}\right)$, $\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\dfrac{x}{X}\right)$,

$$\exp(-3x^2/X^2).$$

On peut obtenir théoriquement un certain nombre de cas limites qui donnent pour (6) une expression approchée :

— si le plasma perturbe peu le champ incident (α et X faibles), l'approximation de Born est valable. On l'obtient en écrivant à la place de (1) :

$$\vec{E} = \vec{E}_i + \vec{E}_d(\vec{E}_i)$$

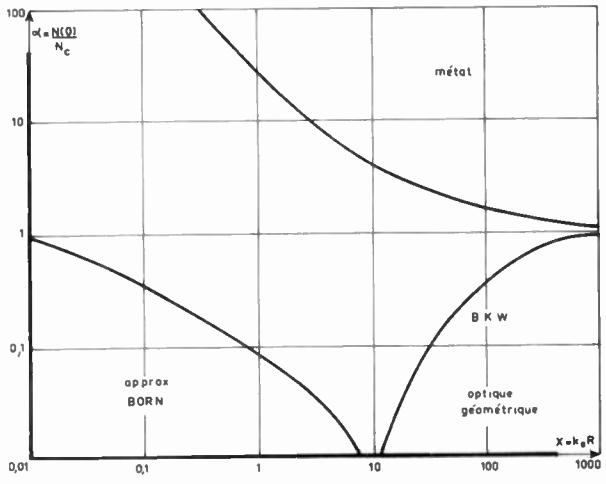


FIG. 2.

— si la densité sur l'axe est très élevée et le diamètre assez grand, le plasma se comporte sensiblement comme un métal.

La figure 2 montre le domaine de validité de ces approximations.

3. Résultats numériques

La figure 3 donne un exemple type de diagramme de diffraction. Ce diagramme peut se décomposer en :

— un pic central,
— un premier plateau, de niveau inférieur,
— un deuxième plateau, de niveau très faible.

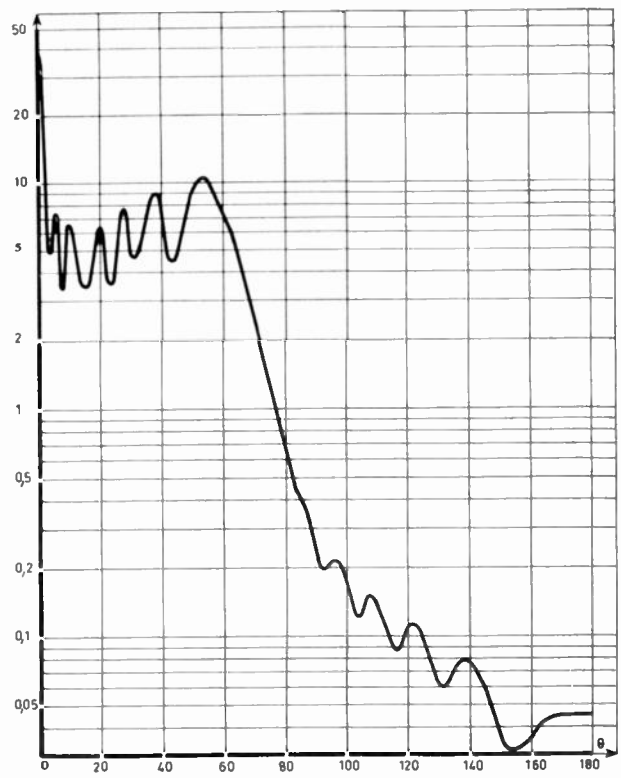


FIG. 3. — Amplitude de diffusion — Profil : Bessel
$X = 50$, $\alpha = 0{,}9$, $\beta = 0$

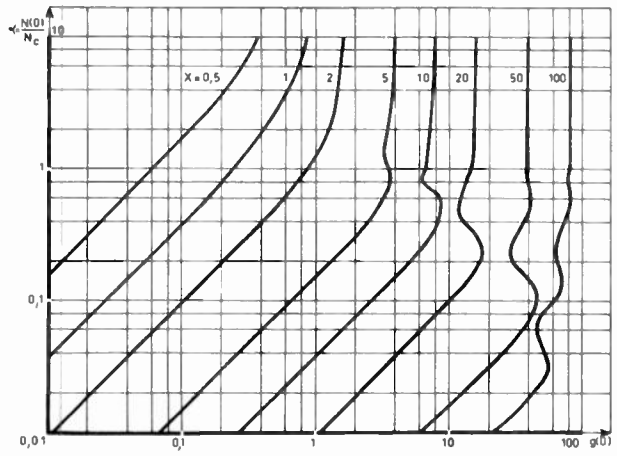


FIG. 4. — Amplitude de diffusion avant — Profil : Bessel $\beta = \nu/\omega = 0$

A ce schéma est superposé une « structure fine ».

Sur la figure 4, qui donne l'amplitude de diffusion avant, on retrouve les différentes approximations possibles.

L'analyse des résultats numériques suggère les remarques suivantes :

a) *Influence du diamètre du plasma* (fig. 5)

Pour $\alpha \geqslant 0{,}5$, l'abscisse angulaire du premier minimum est inversement proportionnelle au diamètre ; pour $\alpha \leqslant 0{,}1$ la largeur à mi-hauteur du pic central est inversement proportionnelle au diamètre. Suivant le régime de densité, le profil de densité n'intervient pas (densités fortes $\alpha \geqslant 0{,}5$) ou assez peu (densités faibles $\alpha \leqslant 0{,}1$).

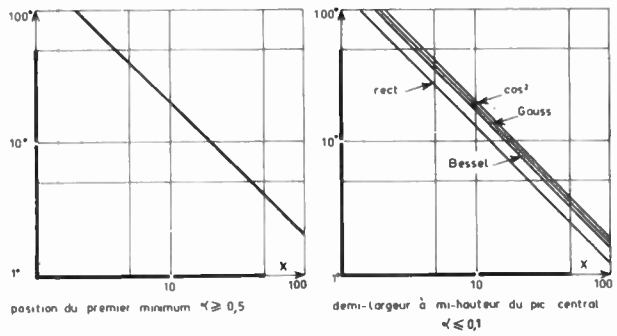


FIG. 5. — Caractérisation de $X = k_0 R$

b) *Influence de la densité*

Si $X \gtrsim 5$, on observe une augmentation brusque du champ diffusé à 90° et un coude très net, lorsque α passe, en croissant, par la valeur 1 (fig. 6).

Pour $X \gtrsim 20$, le premier plateau est assez net et s'étend sur une largeur angulaire grossièrement proportionnelle à la densité électronique (fig. 7).

c) *Influence du profil.*

Les résultats relatifs au profil rectangulaire diffèrent plus des résultats relatifs aux autres profils que ces derniers ne diffèrent les uns des autres. Dans l'ensemble, l'influence du profil est peu sensible.

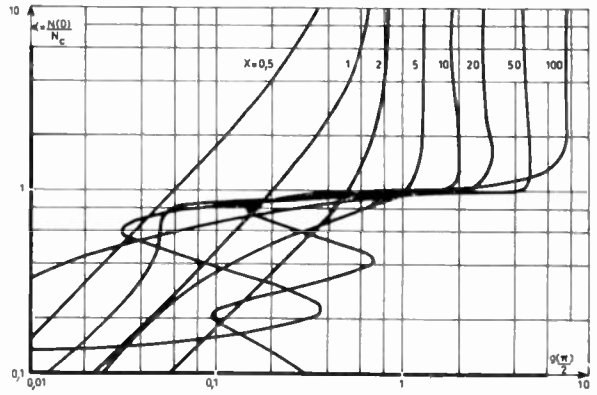


FIG. 6. — Champ diffusé à 90° — Profil : Bessel $\beta = \nu/\omega = 0$

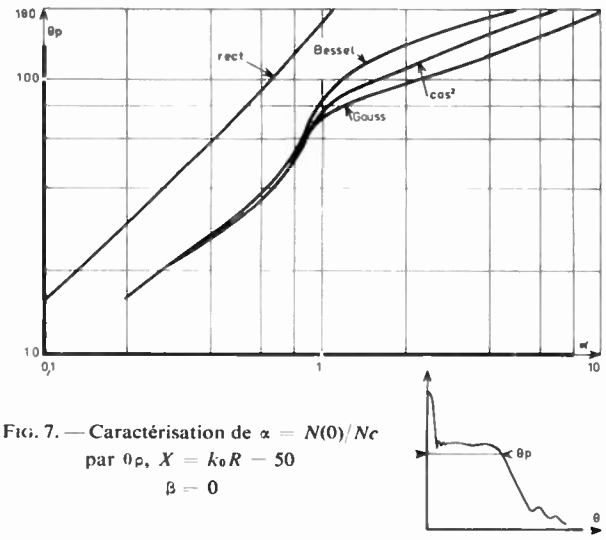


FIG. 7. — Caractérisation de $\alpha = N(0)/Nc$ par θ_p, $X = k_0 R = 50$ $\beta = 0$

4. Coefficient d'extinction

Le flux du vecteur de Poynting à travers une surface entourant le plasma fait apparaître deux termes [2] :

$$\langle \vec{E}_i \wedge \vec{H}_d^* + \vec{E}_d \wedge \vec{H}_i^* \rangle \quad \text{et} \quad \langle \vec{E}_d \wedge \vec{H}_d^* \rangle .$$

Le premier s'interprête comme l'énergie prise au faisceau incident et conduit à la *section efficace d'extinction* et le second est l'énergie rerayonnée et donne la *section efficace de diffusion*. En divisant ces sections efficaces par le diamètre du cylindre, on obtient les coefficients d'efficacité correspondants [3]. Dans notre cas, le coefficient d'extinction s'écrit :

$$Q_{ext} = \frac{2}{X} \sum_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{R}e(b_n)$$

tandis que :

$$Q_{diff} = \frac{2}{X} \sum_{-\infty}^{+\infty} |b_n|^2$$

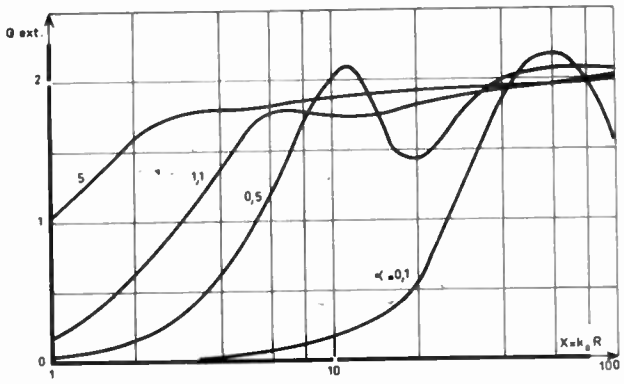


FIG. 8. — Coefficient d'extinction — Profil : Bessel. Paramètre : $\alpha = N(0)/N_e$, $\beta = 0$

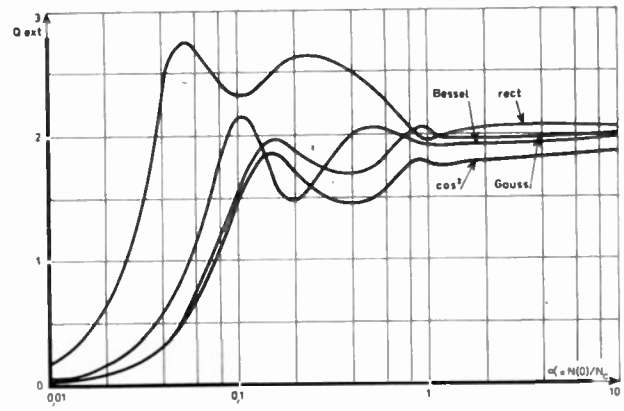


FIG. 9. — Coefficient d'extinction $X = 50$, $\beta = 0$

S'il n'y a pas de collisions, $Q_{ext} = Q_{diff}$, le plasma n'absorbe pas d'énergie (fig. 8 et 9).

S'il y a des collisions, une partie de l'énergie est absorbée par le plasma (fig. 10). Dès que le diamètre du plasma dépasse une certaine valeur, l'énergie prise au faisceau incident est indépendante de la fréquence de collisions (fig. 11) : l'absorption croît aux dépens de la diffusion.

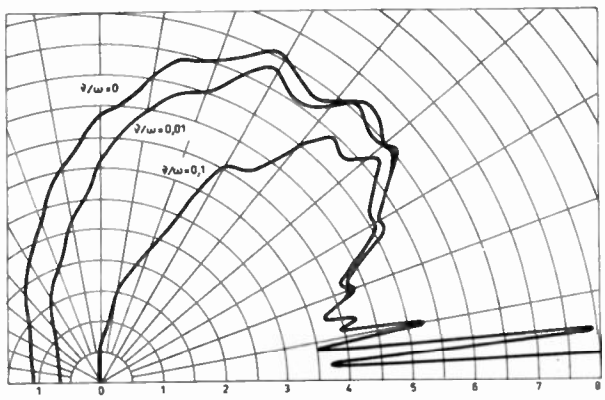


FIG. 10. — Effet des collisions sur le champ diffusé. Profil : Bessel $X = K_0R = 50$, $\alpha = N(0)/N_e = 1,1$

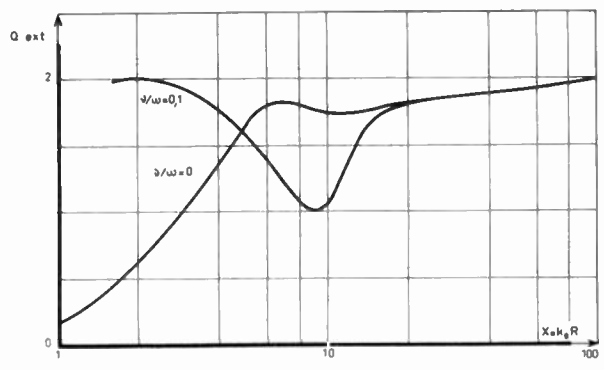


FIG. 11. — Coefficient d'extinction. Effet des collisions. Profil : Bessel : $\alpha = 1,1$

BIBLIOGRAPHIE

[1] FAUGERAS P.E. *C.R. Acad. Sc.*, **259**, 6, p. 1311 (1964).

[2] BORN M. et WOLF E. Principles of Optics § 13.5 (1959).

[3] Van de HULST H.C. Light Scattering by small Particles J. Wiley & Sons 1957.

ÉTUDE DES CALCULS ET MESURES D'IMPÉDANCE D'ANTENNES EN MILIEU IONISÉ

PAR

H. WEIL

University of Michigan, Ann Arbor, Michigan *

Cet article passe en revue le travail effectué sur un aspect particulier du problème général du rayonnement par une source dans un milieu anisotrope [DESCHAMPS (1965)], c'est-à-dire la détermination de l'impédance Z_A pour une antenne dans un magnéto-plasma. La connaissance de Z_A est, bien entendu, nécessaire pour la conception de tout système de réception ou d'émission, du point de vue de l'adaptation d'impédance ; mais, en outre, elle est fondamentale dans des expériences telles que celles de la radio-astronomie où l'on relie $<|V|^2>$, moyenne dans le temps du carré de la tension, en circuit ouvert, à la température d'antenne par la formule de Nyquist

$$<|V|^2> = 4kTR_A\Delta f$$

où $R_A = \mathrm{Re}\, Z_A$ est la résistance de rayonnement, k est la constante de Boltzmann et Δf la bande passante. Une déduction théorique en est difficile même pour une antenne dans le vide — elle dépend fortement de la distribution du courant — et a fortiori pour une antenne dans un plasma. De sorte que presque toutes les études sur ce sujet se sont limitées à la considération de simples antennes linéaires, ou boucles, ou fentes et cornets recouverts de plasma. L'impédance d'une antenne décrit son action quand elle est considérée comme un élément d'un système linéaire incluant l'émetteur, le récepteur, lignes de connexion et milieu ambiant.

Un tel système est représentable par un circuit linéaire et l'impédance reste la même quel que soit le point d'excitation, c'est une propriété de l'antenne, qu'elle soit utilisée à l'émission ou à la réception, et les deux situations ont été considérées — pour le calcul de $\mathrm{Re}\, Z_A$, du moins. Pour une antenne alimentée par le courant I, on peut définir Z_A comme I^2 fois la puissance complexe fournie au milieu par l'antenne. Nous négligeons ici les pertes dans l'antenne elle même, considérées comme d'intérêt secondaire vis-à-vis des effets du plasma.

La détermination du champ de rayonnement, telle qu'elle est donnée par DESCHAMPS, met en valeur une méthode pour trouver le champ éloigné. Cela est adapté à l'évaluation de la puissance rayonnée (si le plasma est sans pertes) et peut donc servir à déterminer la résistance de rayonnement $R_A = \mathrm{Re}\,(Z_A)$ de l'antenne à condition, bien sûr, que la distribution du courant soit connue. Cependant les études qui ont été publiées sur l'impédance d'antenne dans un plasma isotrope ont été presque toutes faites dans le champ rapproché, est même juste à la surface de l'antenne.

En calculant l'impédance, on doit, bien sûr, tenir compte du fait que le plasma n'est pas froid, que les ondes de plasma existent, qu'une gaine se forme autour de l'antenne et que, comme le montrent certains résultats expérimentaux, l'impédance Z_A est fortement influencée, pour ne pas dire totalement, par cette gaine. Néanmoins ce problème n'a pas encore été traité théoriquement, sinon par des approximations grossières. D'un autre côté, on ne peut dire que tous les travaux théoriques pour un plasma homogène (pas de gaine) ont été contredits par l'expérience. Vérifiés ou non, la plupart des travaux théoriques effectués jusqu'à présent pour l'impédance de l'antenne, ont ignoré la gaine. Nous considérerons donc d'abord les travaux ignorant les gaines.

L'impédance de l'antenne dépend de la distribution du courant à la surface de l'antenne et cette distribution n'a encore jamais été déterminée pour un milieu ambiant anisotrope. Le mieux qu'on ait pu faire est dû à AMENT (1964) qui a formulé une expression variationnelle de l'impédance (strictement valable seulement pour des fils très fins). En appliquant la propriété d'invariance de l'expression par rapport à des perturbations de la distribution de courant quand

* Cet article fut écrit alors que l'auteur, en congé de Michigan, était professeur associé à la Faculté des Sciences, à Orsay, et titulaire d'une bourse de recherche Horace H. Rackham.

celle-ci est correcte, on a déterminé la valeur du paramètre d'une distribution à une ou deux sinusoïdes. En dehors de cela, le courant est simplement soumis à des contraintes dont nous parlerons.

L'approche la plus simple consiste à négliger complètement la surface métallique de l'antenne. On calcule la puissance complexe envoyée dans le milieu par une densité de courant $\vec{J}(\vec{X})$ et on l'égalise à $I^2 Z_A$ où I est le courant total. Dans ce cas, on calcule :

$$I^2 Z = \int \vec{J}(\vec{X}) \cdot \vec{E}(\vec{X}) \, d^3\vec{X} \qquad (2)$$

où $\vec{E}(\vec{X})$ est le champ électrique.

Le calcul est effectué en remplaçant $\vec{E}(\vec{X})$ par son expression intégrale, grâce à la fonction de Green :

$$\vec{E}(\vec{X}) = \int G(\vec{X}, \vec{X}') \vec{J}(\vec{X}') \, d^3\vec{X}'. \qquad (3)$$

Comme, dans un milieu anisotrope, la fonction de Green n'est pas exprimable sous forme finie, alors que sa transformée de Fourier l'est, le calcul est fait de préférence dans l'espace transformé (l'espace des vecteurs d'ondes $\vec{k}$ des ondes caractéristiques du milieu). Cette méthode fut employée initialement par KOGELNIK (1960) et KOGELNIK et MOTZ (1963) et appliquée à des dipôles en milieu homogène.

Pour de tels dipôles (éléments de courant infinitésimaux), la partie capacitive de Z_A diverge et on n'a que la partie résistive. En dépit de la grossièreté de l'approximation négligeant les conditions aux limites et la gaine, il existe, en fait, des expériences, que nous allons présenter et qui prouvent son utilité.

Pour des dipôles électriques ou magnétiques, le rapport R_A/R_0 (R_0 = résistance de rayonnement dans l'espace vide) peut être exprimé sous la forme :

$$\frac{R_A}{R_0} = M(X, Y) + N(X, Y) \cos 2\psi$$

où $M(X, Y)$ et $N(X, Y)$ sont des fonctions des paramètres ionosphériques X et Y, et ψ est l'angle entre le moment dipolaire et le champ magnétique terrestre. WEIL et WALSH (1964) (1965) ont calculé des tables très complètes de M et N pour des dipôles aussi bien électriques que magnétiques. Dans le plan X, Y^2 il y a, comme on le sait, des régions délimitées comme indiqué figure 1, donnant des types de propagation essentiellement différents. La différence est due aux formes prises par la surface d'indice dans ces régions ; principalement si elles sont ouvertes ou fermées. Ainsi, par exemple, dans la région 2, il n'y a pas de mode ordinaire, tandis que dans la région 3 il y a une branche infinie pour l'indice du mode extraordinaire. Ces propriétés de la propagation influencent fortement le comportement de R_A/R_0 ; M et N présentent des variations rapides avec X et Y dans la région 1 près de la frontière avec la région 2, puis une discontinuité brutale à la frontière,

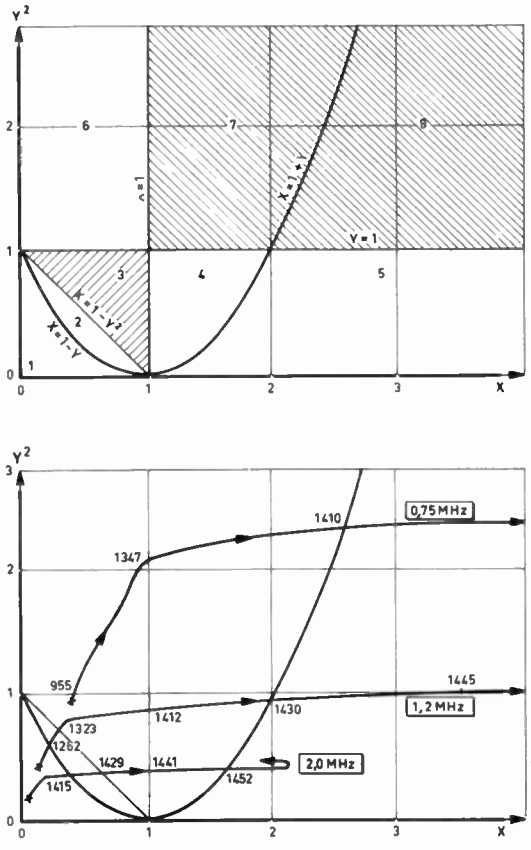


FIG. 1 et 1*a*. — Plan $X - Y^2$.

où l'un des modes cesse de se propager. Cela fut montré quantitativement par WEIL et WALSH avec des courbes du type présenté figure 2. Les modes I et II ou ordinaire et extraordinaire contribuent chacun à la résistance de rayonnement, dans les régions du plan X, Y^2 où ils peuvent se propager.

La vérification expérimentale fut alors faite en considérant les résultats d'un tir de fusée dans l'ionosphère supérieure, effectué par l'Observatoire Radio-Astronomique de l'Université de Michigan, où furent faites à 1,225 MHz et 2,0 MHz, des mesures de la tension en circuit ouvert, engendrée par le bruit cosmique relativement uniforme, alors que la fusée traversait, en tournant, les régions 1, 2 et 3 du plan X, Y^2 suivant les trajectoires représentées sur la figure 1*a*.

Les variations prévues par la théorie furent clairement identifiées [WALSH, HADDOCK et SCHULTE (1964), WALSH et HADDOCK (1965)]. Dans cette expérience, la valeur absolue de R ne fut malheureusement pas déterminée, mais les valeurs calculées furent utilisées pour relier la tension mesurée à la température du ciel. Les valeurs trouvées sont en bon accord avec des mesures du bruit cosmique, à des fréquences voisines ou égales, faites au cours d'expériences ultérieures effectuées par trois groupes et à des altitudes largement plus élevées, où l'ionosphère est négligeable. Ainsi il existe une vérification, indirecte et approximative, du rapport R_a/R_0. Cependant, pour l'instant, l'incertitude sur les données cosmiques expérimentales sont du même ordre que l'effet,

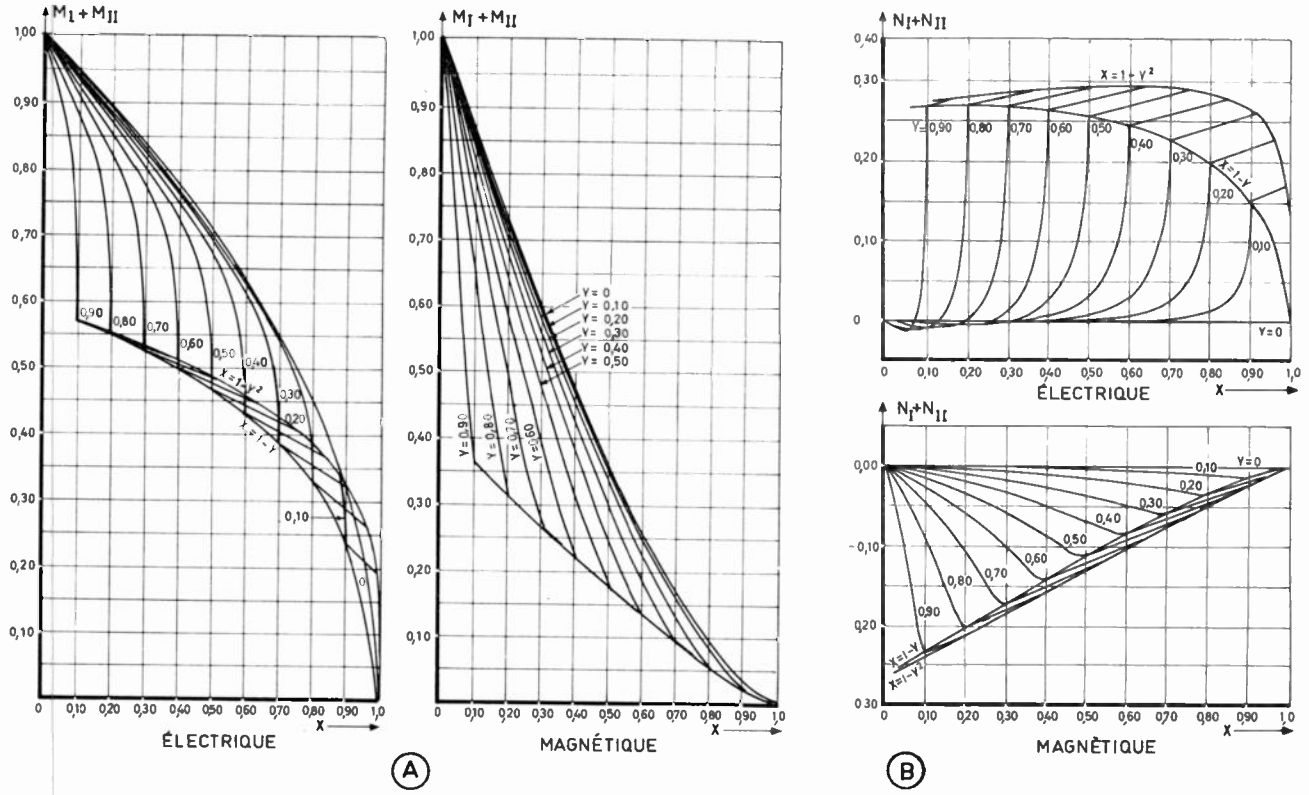


FIG. 2. — Paramètre de la résistance de rayonnement relative $M = M_I + M_{II}$ et $N = N_I + N_{II}$ pour des dipôles électriques et magnétiques (la décomposition indicée *I* et *II* indique que le résultat est la somme des *M* et *N* des deux modes de propagation des ondes électromagnétiques).

calculé, du plasma sur R_A/R_0. Dans des expériences projetées pour un avenir rapproché par le groupe de Michigan et le groupe de Radio-Astronomie spatiale de l'Observatoire de Meudon, R_A sera mesuré dans des conditions analogues. Quelques mesures de R_A ont été effectuées récemment par la NASA [ALEXANDER et STONE (1964)] mais les résultats n'en ont pas été encore comparés avec la théorie.

Les résistances de rayonnement relatives, calculées ou décrites ci-dessus, peuvent être reliées [WEIL et WALSH (1964)] à la densité spectrale de certaines composantes du champ électromagnétique du rayonnement thermique dans une enceinte isotherme remplie d'un plasma uniforme. BUDDEN et HUGILL (1964) ont montré qu'un tel rayonnement thermique était équivalent, pour l'intensité locale du rayonnement, au rayonnement dans la partie supérieure de l'ionosphère, engendré par une source cosmique répartie dans le ciel, avec une température uniforme.

BUDDEN et HUGILL trouvèrent (entre autres) des expressions de la densité spectrale des composantes du champ électrique et magnétique dans l'ionosphère respectivement perpendiculaires et parallèles au champ magnétique statique, relatives aux densités spectrales correspondantes dans le vide. Pour leurs démonstrations, ils utilisèrent des résultats de MERCIER (1964) (également trouvés par RYTOV (1953) sous une forme différente) : l'intensité du rayonnement dans le plasma en équilibre thermique est donné par $\frac{kT}{\lambda_0^2}\frac{1}{K_G}$, aux fréquences radio.

K_G est la courbure de Gauss de la surface d'indice, qui pour un plasma isotrope se réduit à n^{-2}, tandis que λ_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.

Pour montrer l'équivalence avec le R_A relatif pour un dipôle électrique, on introduit L, hauteur efficace scalaire de l'antenne, par :

$$V = L E_\tau \qquad (5)$$

où E_τ est l'amplitude de la composante parallèle du champ électrique.

Pour une antenne électriquement courte, ce L ne dépend que des dimensions. Ainsi pour une antenne dans une enceinte isotherme

$$<|V|^2> = L^2 <|E|_\tau^2>_{net} = 4kTR_A\Delta f \qquad (6)$$

ou $<|E|_\tau^2>_{net}$ est l'intégrale de $|E|_\tau^2$ par rapport à toutes les directions de $\vec{k}$. Pour chaque $\vec{k}$, E peut être décomposé en deux parties $\vec{E}_{\parallel}(\vec{k})$ et $\vec{E}_{\perp}(\vec{k})$, parallèle et perpendiculaire respectivement à $\vec{B}_0$, le champ magnétique statique. Ces composantes se superposent linéairement dans l'intégration. Prenant alors le rapport de l'équation (5) à sa valeur dans le vide

(L étant supposé non modifié par le plasma), on a :

$$\left.\begin{aligned} \frac{<|E|_{\parallel}^2>}{<E_0^2>} &= \frac{R}{R_0}\Big]_{\psi=0} \\ \frac{1}{2}\frac{<|E_{\perp}|^2>}{<|E_0|^2>} &= \frac{R}{R_0}\Big]_{\psi=\pi/2} \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

le facteur 1/2 provient du fait que $E_{\perp}$ est en réalité la somme de deux composantes orthogonales de même carré moyen. Une déduction analogue relie les composantes du champ magnétique avec la résistance de rayonnement d'une petite boucle. Ces équivalences peuvent aussi être démontrées en comparant les formes intégrales données par KOGELNIK et par BUDDEN et HUGILL pour des dipôles parallèles ou perpendiculaires à B_0. A titre de produit accessoire des considérations de champ thermique, il est intéressant de remarquer qu'en considérant l'échange de rayonnement entre une antenne immergée dans une enceinte à température T remplie de plasma et son entourage, on peut généraliser l'argument, souvent utilisé dans le cas du vide, pour relier le gain de l'antenne en émission à la section efficace en réception, pour obtenir :

$$G(\Theta, \Phi) = \frac{4\pi A_{\text{eff}}^T(\Theta, \Phi)}{\lambda_0^2 K_G|_{\theta^*, \phi^*}}$$

où θ^* et ϕ^* donnent la direction du vecteur d'onde $\hat{\vec{k}}$ correspondant à la direction Θ Φ, de l'énergie. La courbure de Gauss provient ici de la formule citée plus haut donnant l'intensité du rayonnement d'indice T indique que A_{eff}^T est la valeur de la section efficace dans le milieu transposé dont les propriétés sont les mêmes, sauf que la direction de B_0 est renversée.

Dans le même ordre d'idée, on peut relier R_A à la hauteur effective vectorielle et à la section efficace A_{eff} de l'antenne. Ces grandeurs relient le flux de puissance incident S_{inc} par unité de fréquence d'une onde incidente de champ électrique E_{inc}, à la tension induite V et à la puissance disponible dans le système de réception, par les expressions :

$$V = \vec{E}_{\text{inc}} \cdot \vec{h} \quad (9)$$

$$P = A_{\text{eff}} S_{\text{inc}} \Delta f \quad (10)$$

pour une direction d'onde $\hat{\vec{K}}$ on trouve, [WEIL (1965)] que :

$$A_{\text{eff}}(\Theta, \Phi) = \frac{\zeta_0}{4R} \cdot \frac{|\hat{\vec{E}} \cdot \vec{h}|^2}{(1 - |\hat{\vec{k}} \cdot \vec{E}|^2/|E|^2)\left[n^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial \theta}\right)^2\right]^{1/2}}\Bigg]_{\theta^*, \phi^*}$$

où $\hat{\vec{E}}$ est le vecteur polarisation déjà utilisée par DESCHAMPS c'est-à-dire le champ électrique d'une onde caractéristique normalisée par $\vec{E} \cdot \vec{E}^* = 1$, tandis que ζ_0 est l'impédance du vide. En égalant cette expression de A_{eff} à $\lambda_0^2/(4\pi G^T K_G)$, on peut trouver une relation entre $\vec{h}$ et le champ éloigné $\vec{E}^T_{\text{éloigné}}$ que l'antenne rayonnerait dans le milieu transposé.

Ainsi, soit $\vec{N}$ défini par :

$$E^T_{\text{éloigné}}(\Theta, \Phi) = \frac{JkI\zeta_0}{4\pi r} \vec{N}^T(\Theta, \Phi) e^{(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})}$$

alors :

$$h = K_G\left(1 - \frac{|\hat{\vec{k}} \cdot \vec{E}|^2}{|E|^2}\right)\left[n^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial \theta}\right)^2\right]_{\theta=\theta^*} |\vec{N}^T - \vec{N}^T \cdot \hat{\vec{k}}|$$

ce qui est en accord avec les formules pour les milieux isotropes [SINCLAIR (1960)] où $\hat{\vec{k}}\,\vec{E}$, $\hat{\vec{k}} \cdot \vec{H}$ et $\partial n/\partial\theta = 0$ tandis que $K_G = n^{-2}$. On voit qu'il n'est nécessaire de définir qu'une hauteur effective scalaire en accord avec le fait que, dans un milieu anisotrope, il n'y a pas d'arbitraire possible pour la polarisation.

Revenons maintenant aux régions 3, 7 et 8 où l'un des indices devient infini (en réalité seulement très grand). Il est clair que l'antenne ne reste pas courte, comparée à la longueur d'onde dans la direction des branches infinies, et la distribution de courant doit certainement être modifiée. On ne dit rien, bien entendu, de la limite de la théorie macroscopique quand λ est trop petit, ou de la nécessité d'introduire les ondes de plasma quand n est vraiment grand. Pour ce qui est de la distribution de courant, l'étude de l'intégrant montre que la divergence est supprimée si la transformée de Fourier du courant se comporte convenablement. Des conditions nécessaires et suffisantes sont données par LAFON (1965). Pour appliquer la théorie de KOGELNIK dans les régions 7 et 8, STARAS (1964) suppose une certaine distribution de courant donnant une valeur finie de $\text{Re}(Z_A)$ et $\text{Im}(Z_A)$ et calcule quelques résultats numériques pour des dipôles parallèles et perpendiculaires à B_0. La distribution de courant ne correspond cependant pas à celle d'une structure finie : elle décroît exponentiellement avec la distance. D'une manière analogue, mais avec une distribution plus vraisemblable, LAFON a, lui aussi, calculé l'intégrale de l'impédance. Dans toutes ces méthodes, une faible perte doit être supposée dans le milieu pour pouvoir effectuer entièrement les calculs.

En même temps que le courant doit satisfaire les conditions ci-dessus, il y a certainement autre chose de plus important dans les régions 3, 7 et 8. Les observations expérimentales du type discuté ci-dessus, faites avec plusieurs fusées ou satellites, ont clairement montré la présence d'un niveau de bruit dans la région 3, de l'ordre de deux fois supérieur à celui des régions 1 et 2. Ces résultats sont cités dans WALSH et al. (1963), HUGENIN et al. (1964), HARVEY C.C. (1963), ALEXANDER et STONE (1965) et BENEDIKTOV

E.A. et al. (1965). Chacun des articles se réfère à des expériences tout à fait indépendantes. Le dernier met particulièrement en valeur la nature sporadique de ce bruit.

Le niveau élevé de bruit reçu peut être dû seulement à un R_A élevé. Il peut aussi être dû aux rayonnements Cerenkov et cyclotron et synchrotron couplés que beaucoup d'électrons peuvent émettre dans cette région où la vitesse de phase est petite dans certaines directions. Dans l'expérience NASA décrite par ALEXANDER et STONE, R_A était suivi et l'accroissement de R_A fut trouvé rendre compte convenablement du niveau de bruit en supposant celui-ci d'origine cosmique. Une question qui reste ouverte est de savoir si ce R_A est bien celui dont nous avons discuté jusqu'ici : la partie réelle de Z_A pour les ondes électromagnétiques. Ainsi, si on considère le plasma homogène mais non froid, la théorie indique que la distribution de charge sur l'antenne engendrera des ondes de plasma. La puissance émise dans les ondes électromagnétiques devient beaucoup plus faible, au voisinage de la fréquence de plasma, que celle émise dans les ondes de plasma sous forme d'énergie cinétique des électrons. La résistance de rayonnement totale peut alors être considérablement accrue [voir COHEN (1963), KUEHL (1964) et SESHADRI (1965)].

L'efficacité d'émission de telles ondes, ou réciproquement de réception par une antenne, est actuellement une question non résolue, à cause de l'effet isolant éventuel de la gaine. Il y a des résultats d'expériences faites par HARP en laboratoire, en 1964, où cet isolement paraît total. D'un autre côté, WHALE (1964), dans le but d'expliquer les mesures de R_A faites au cours de ses tirs de fusées, émit l'hypothèse d'un rayonnement d'ondes de plasma et attribua leur création à la gaine, utilisant la mesure de perte de puissance pour déterminer son épaisseur. De toutes façons, un article de SCARF et FREDERIKS (1965) montre que l'on peut expliquer le bruit dans la région 3 de HUGENIN et al. entièrement par le champ électrique des fluctuations d'ondes de plasma. Il est clair que d'autres expériences et une théorie plus élaborée sont nécessaires pour comprendre le phénomène.

Finalement, on doit remarquer qu'à très basse fréquence ($\omega < 10$ kHz) le mouvement des ions ne peut être négligé, alors l'indice se comporte généralement bien dans la région 3 et on peut appliquer la théorie de Kogelnik.

Dans toutes ces méthodes le terme capacitif : $\mathrm{Im}(Z_A) = C_A$ peut au moins donner une idée de la variation de C_A sous l'effet du plasma, la valeur de C_A elle-même étant sensible à la géométrie des surfaces.

En principe, une meilleure détermination (mais toujours en négligeant la gaine) est celle basée sur l'évaluation quasi statique du champ au voisinage des surfaces métalliques, pour une différence de potentiel donnée entre celles-ci. Dans l'approximation quasi statique, on laisse k tendre vers 0 dans l'équation d'onde, parallèlement à la fréquence, tandis que le tenseur diélectrique reste évalué avec la fréquence vraie.

Par cette méthode, la charge superficielle peut être évaluée et $C = Q/V$ calculé. Cette méthode fut d'abord utilisée pour les antennes en plasma par KAISER (1962) pour une antenne bicône, la solution mathématique fut améliorée ensuite par PYATI et WEIL (1965) par l'utilisation de coordonnée ellipticonales. L'antenne cylindrique fut traitée par BALMAIN (1964). Ici, de même, l'approximation quasi statique qui correspond à $k \to 0$ ne sera pas valable dans les régions 3, 7, 8 où $k \to \infty$. Le fait que C devienne imaginaire dans ces régions ce qui semblerait indiquer une sorte de rayonnement n'a pas de signification physique. La figure 3 montre le

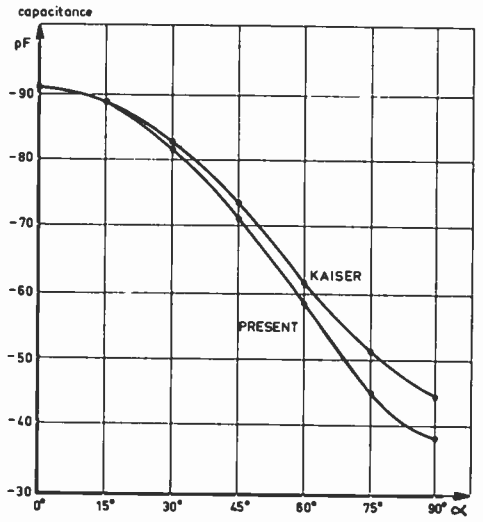


FIG. 3. — Capacitance d'une antenne conique en fonction de α l'angle d'inclinaison du cône par rapport au champ magnétique statique : $X = 3{,}3$, $Y^2 = 0{,}835$, angle du cône 1^0 (D'après Pyati et Weil, 1965 ; la courbe marquée « present » est tracée d'après leur formule).

caractère de l'effet de l'anisotropie sur la capacité. On voit que la correction donnée par le calcul plus précis de PYATI et WEIL n'est pas grande et serait certainement plus faible que la correction apportée par la gaine.

BALMAIN a effectué quelques expériences de laboratoire, avec un tube à décharge, qui vérifièrent grossièrement sa théorie pour un plasma ayant une fréquence de collision élevée. Il a montré également comment l'effet d'une conductance au travers d'une gaine éventuelle pouvait améliorer quelque peu la concordance entre cette théorie et l'expérience. Les effets importants de la gaine sont encore mieux démontrés par les mesures d'impédance et la théorie correspondante, donnée par BRAMLEY (1965) et KAISER et TUNALEY (1965).

Le traitement de l'effet de la gaine exact ou même approché est un problème théorique non résolu. Des solutions de la gaine statique n'ont été développées que récemment, par exemple par KINO et SELF (1963), pour la gaine d'une surface plane indéfinie; en tenant compte de l'effet d'un champ électromagnétique variable supplémentaire, théoriquement par PAVKOVICH (1964) et expérimentalement par HARP (1964), dans le cadre d'un programme d'étude à l'Université de Stanford.

Dans les travaux de BRAMLEY, WHALES, FEJER (1965), la gaine est toujours représentée par une zone vide et on passe de la gaine au reste du plasma par une transition brusque. Une telle configuration est naturellement impossible physiquement, d'où une difficulté notamment pour ce qui est de la création des ondes de plasma, bien que ce modèle ait, en fait, fourni une explication partielle de l'effet de la gaine sur Z_A. En se basant sur sa solution analytico-numérique de l'équation cinétique, PAVKOVICH a cependant montré, de façon précise, comment et en quel sens un tel modèle de gaine peut être utilisé pour représenter son effet sur le champ radio, mais ce travail n'a pas encore été appliqué aux antennes.

La gaine est une perturbation du plasma ambiant par un objet qui y est plongé. Quand cet objet se déplace dans le plasma à une vitesse de l'ordre de la vitesse thermique moyenne des ions (cas d'un satellite artificiel dans l'ionosphère supérieure), la perturbation est très différente de ce que l'on considère habituellement comme une gaine. Il existe maintenant beaucoup de résultats théoriques et expérimentaux conduisant à penser que cette perturbation est extraordinairement étendue, en particulier, un sillage très long, avec un défaut d'électron, s'étend sur une distance beaucoup plus grande que celle du corps. Des résultats théoriques et numériques extensifs sont donnés par SAWCHUK (1963). Un exemple est donné par les figures 4, 6. HALL, KAMP et SELLEN (1964), qui utilisèrent un tunnel à plasma pour effectuer des mesures autour de corps sphériques, donnent des résultats expérimentaux très complets et confirmation de la théorie correspondante de DAVIS et HARRIS (1961).

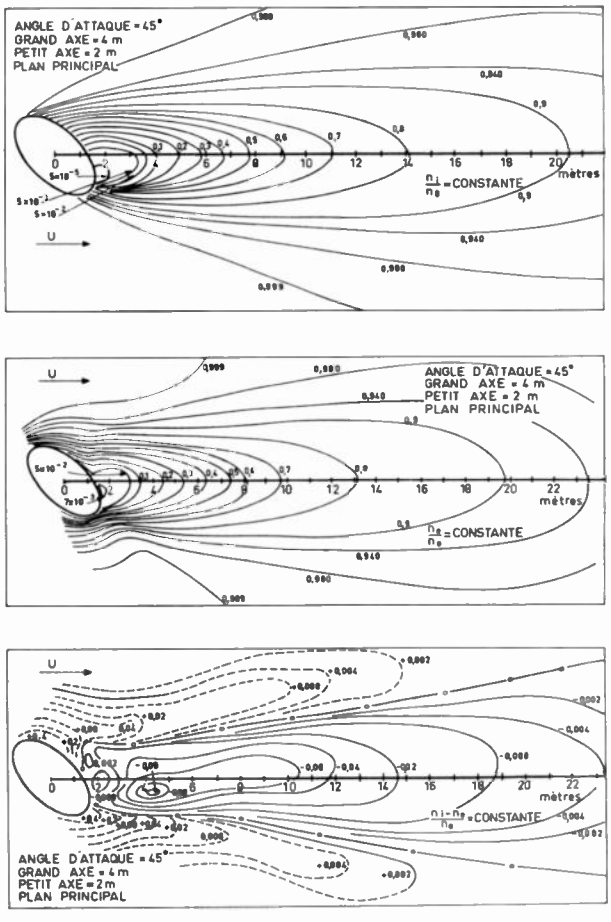


FIG. 4. — Perturbation ionosphérique par sphéroïde allongé se déplaçant à la vitesse de 8 km/s, à une altitude du 500 km (tracés reproduits avec l'autorisation des éditeurs, d'après Sawchuk, 1963).

Une antenne placée sur un véhicule spatial engendre une telle perturbation, mais le véhicule lui-même en engendre une plus grande encore, de sorte que, suivant son orientation, l'antenne peut se trouver dans ou hors du sillage du véhicule.

Ainsi que STOREY (1963) l'a montré ceci provoque des effets très prononcés sur la distribution de courant aux très basses fréquences.

Finalement, on doit attirer l'attention sur une catégorie tout à fait différente de problèmes; celui de l'effet d'une gaine de plasma autour d'un corps, lors de la rentrée dans l'atmosphère, due à l'échauffement du gaz par l'onde de choc précédant le corps.

Les travaux effectués sur ce problème de l'impédance sont présentés dans plusieurs articles publiés par GALEJS (par ex. GALEJS 1965). Différents problèmes y sont examinés, tels que guides d'onde alimentant une ouverture rectangulaire dans un plan indéfini. Le plan est couvert par des couches parallèles de diélectrique (plasma). L'admittance à l'ouverture est déterminée par une formulation variationnelle dans laquelle la distribution du champ sur l'ouverture est la fonction d'essai. De nombreux résultats ont été trouvés par des calculs numériques.

Ainsi qu'on peut le constater par cet exposé, les théories décrivant l'effet du plasma sur les antennes n'en sont qu'à leur début. Même les problèmes les plus idéalisés d'antennes en plasma froid ne sont pas résolus, les distributions de courant correctes n'ont pas été déterminées. Il serait bien nécessaire d'effectuer des expériences de laboratoire contrôlables (pratiquement inexistantes jusqu'ici), en plus des très intéressantes expériences ionosphériques, en nombre croissant rapidement, car dans ces toutes dernières, les paramètres inconnus et variables de l'ionosphère viennent brouiller les effets à étudier.

BIBLIOGRAPHIE

ALEXANDER J.K. and STONE R.G. (April 1965). Rocket Measurements of Cosmic Radio Noise Intensities Below Five Mc/s, NASA-TM-X 55216, Greenbelt, Md. (U.S.A.).

AMENT W.S. (1963). On the Electromagnetic Green's Function for a Homogeneous Anisotropic Medium and Certain of its Applications to Antenna Theory, (1963) Scientific Report 3, Contract NAS 5-585 (for NASA Goddard Space Flight Center) Electromagnetic Research Corporation, College Park, Md. (U.S.A.).

AMENT W.S. (Jan. 1964). Optimum Current Distribution for the Generally Oriented Thin Dipole Antenna, Memorandum ONR-1/2 (Jan. 1964) - Electromagnetic Research Corporation, College Park, Md. (U.S.A.).

BALMAIN K.G. (1964). The Impedance of a Short Dipole Antenna in a Magneto Plasma, *IEEE Trans. Ant. Prop.* **AP-12**, 605-617.

BENEDIKTOV E.A., GETMANTSOV G.G., MITJZKOV N.A., RAPOPORT V.O., SAZONOV J.A. and TARASOV A.F. (1965). Intensity Measurements of Radiation at Frequencies 725 and 1 525 Ks/c by means of the receiver of the Satellite « Electron-2 », presented at the 1965 COSPAR meeting, Brazil, to appear in the proceedings of this meeting.

BRAMLEY E.N. (1965). Measurements of Aerial Admittance in the Ionosphere, Colloque sur les antennes en milieu ionisé, Paris, 21-25 juin. *Onde Electrique*, décembre 1965, 1472-1475.

BUDDEN K.G. and HUGILL J. (1964). The Theory of the Cosmic Background Radio Signal Received within the Ionosphere, *Proc. Royal Soc.* **A 277**, 365-384.

COHEN M.H. (1962). Radiation in Plasma, III, *Physical Review* 126, 398-404.

DAVIS A.H. and HARRIS I. (1961). Interaction of a Charged Satellite with the Ionosphere, Rarefied Gas Dynamics, Talbot L. (ed.), *Academic Press*, New York, 1961, 691-699.

DESCHAMPS Georges (1965). Colloque sur les antennes en milieu ionisé, Paris, 21-25 juin. *Onde Electrique*, décembre 1965, 1379-1385.

FEJER J.A. (Nov. 1964). Interaction of an Antenna with a Hot Plasma and Theory of Resonance Probes, *Radio Science*, **68 D**, 1171-76.

GALEJS J. (Feb. 1965). Self and Mutual Admittances of Wave Guides Radiating into Plasma Layers, *Radio Science*, **69 D**, 179-190.

HALL D.F., KEMP R.F. and SELLEN J.M., Jr. (1964). Plasma-Vehicle Interaction in a Plasma Stream, *AIAA Journal*, **2**, 1032-1039.

HARP R.S. (1964). A Study of the Plasma Boundary, Report 1175 Microwave Laboratory Stanford Univ., Stanford, California, U.S.A.

HARVEY C.C. (1965). Results from the UK-2 Satellite, *Annales d'Astrophysique* **28**, 248-254.

HUGUENIN G.R., LILLEY A.E., MCDONOUGH W.H. and PAPAGIANNIS M.D. Measurements of Radio Noise at 0.700 Mc and 2.200 Mc from a High-Altitude Rocket Probe, *Planetary and Space Science*, **12**, 1157-1167.

KAISER T.R. and TUNALEY J.K.E. (1965). Low Frequency Measurements of Dipole Admittance in the Ionosphere, Colloque sur les antennes en milieu ionisé, Paris, 21-25 juin. *Onde Electrique*, décembre 1965, 1476-1480.

KOGELNIK H. (1960). On Electromagnetic radiation in Magnetoionic Media, *J. Research NBS*, **64 D**, 515-523.

KOGELNIK H. and MOTZ H. (1963). Electromagnetic Radiation from Sources Embedded in an Infinite Anisotropic Medium and the Significance of the Poynting Vector, Proc. Symp. on Electromagnetic Theory and Antennae, Pergamon Press.

KUEHL H.H. (1963). Excitation of Waves in Warm Plasma by a Current Source, *Phys. Fluids*, **6**, 1465-69.

LAFON J.P. (1965). Colloque sur les antennes en milieu ionisé, Paris, 21-25 juin. *Onde Electrique*, décembre 1965, 1404-1408.

PAVKOVICH J.M. (1964). Numerical Calculations related to the R.F. Properties of the Plasma Sheath, Report ARL 64.17 Microwave Laboratory, Stanford Univ., Stanford, California, U.S.A.

PYATI V.P. and WEIL H. (1965). Capacitance of Biconical Antennas in Magneto-Ionic Media ; Elliptic Cone Capacitance, *Radio Science*, **69 D**, 291-298.

MERCIER R.P. (1964). Thermal Radiation in Anisotropic Media, *Proc. Physical Soc.*, **83**, 811-817.

RYTOV S.M. (1953). Theory of Electrical Fluctuation and Thermal Radiation, Academy of Sciences Press, Moscow, 1953. English translation by Erkku H., AFCRC, Tr 59-162, USAF, Bedford, Mass. July 1959. Section 21 and 23.

SAWCHUK W. (1963). Wake of a Charged Prolate Spheroid at Angle of Attack in Rarefied Gas Dynamics Vol. II (J.A. Laurmann, ed.), Academic Press, New York.

SCARF F.L. and FREDERICKS R.W. (1965). Direct Detection of Ambient Electron Plasma Oscillation Fields in the Magnetosphere, to appear in Planetary and Space Science.

SESHADRI S.R. (1965). Radiation from Electromagnetic Sources in a Plasma, *IEEE Trans.* **AP-13**, 79-88.

SINCLAIR G. (1950). The Transmission and Reception of Elliptically Polarized Waves, *Proc. IRE* **38**, 148-151.

STARAS H. (1964). The Impedance of an Electric Dipole in a Magneto-Ionic Medium, *IEEE Trans*, **AP-12**, 695-702, Nov. 1964.

STOREY L.R.O. (1963). *Tech. Rpt.* 308 *TC*, Centre National d'Etudes des Telecommunications, July, 1963.

Von GIERKE, Ott W. and SCHWIRZKE F. (1962). 5e Conférence Internationale sur la Physique des Milieux Ionisés, Munich 1961, North-Holland Press.

WALSH D. and HADDOCK F.T. (1965). Problems Relevant to Radio Astronomy Measurements from Space Vehicles, *Annales d'Astrophysique*, **28**.

WALSH D., HADDOCK F.T. and SCHULTE H. (1964). Cosmic Radio Intensities at 1.225 and 2.0 Mc/s Measured up to an Altitude of 1 700 km, Space Research IV, 935-959.

WEIL H. (1965). Notes for course. Les Effets des Plasmas sur le Comportement des Antennes, to appear as a report of Laboratoire de Physique des Plasmas, Faculté des Sciences, Centre d'Orsay, Orsay (S.-et-O.), France.

WEIL H. and WALSH D. (1964). Radiation Resistance of an Electric Dipole in a Magnetoionic Medium, *IEEE Trans.* **AP-12**, 297-304.

WEIL H. and WALSH D. (1965). Radiation Resistance of an Elementary Loop Antenna in a Magnetoionic Medium, *IEEE Trans.* **AP-13**, 21-27.

WHALE H.A. (1963). The Excitation of Electroacoustic Waves by Antennas in the Ionosphere, *Jour. Geophys. Res.*, **68**, 415-422.

IMPÉDANCE D'UNE ANTENNE CYLINDRIQUE DANS UN MAGNÉTO-PLASMA AVEC PERTES*

PAR

J.P. LAFON

Ecole Normale Supérieure, Paris

1. Introduction

Le but de cette étude est de calculer l'impédance complète, c'est-à-dire terme radiatif et terme capacitif, d'une antenne finie cylindrique, plus particulièrement dans les régions 3, 7 et 8 du plan XY^2 (fig. 1).

En effet, dans ces régions, si on néglige les collisions l'indice de réfraction des ondes caractéristiques électromagnétiques du plasma supposé froid en présence d'un champ magnétique devient infini pour certaines directions dans l'espace, ce qui conduit à une intégrale divergente dans le calcul des puissances actives et réactives rayonnées (DESCHAMPS).

On néglige aussi les éventuelles compressions de plasma et les ondes pseudosonores, d'ailleurs très discutées, dues à la présence d'une gaine dont ne tient pas compte la théorie de KOGELNIK, grâce à laquelle nous calculons cette puissance.

Le plan de cette étude est en trois parties :

— Rappel de la théorie de KOGELNIK et propriétés nouvelles de l'indice de réfraction du milieu quand on tient compte des collisions ;

— Condition nécessaire et suffisante concernant la transformée de Fourier du courant pour que l'intégrale de l'impédance converge (au sens de LEBESGUE) ;

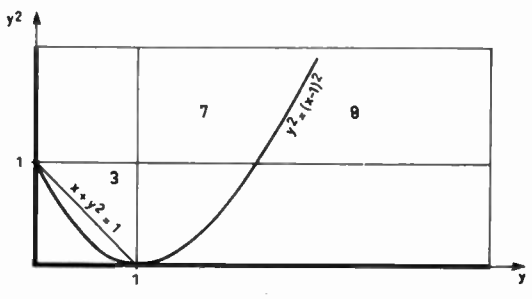


FIG. 1.

— Recherche d'une méthode de calcul systématique et application à un cas particulier de courant satisfaisant à la condition nécessaire et suffisante énoncée ci-dessus.

2. Théorie de Kogelnik et propriétés de l'indice

Dans un plasma froid, non magnétique ($\mu = 1$), en présence d'un champ magnétique constant, homogène, incompressible, on peut traduire les propriétés du milieu par un tenseur diélectrique $\varepsilon_0\varepsilon$ qui, même lorsqu'on introduit les collisions (on a alors $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ complexes), peut s'écrire :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 - j\varepsilon_2 & 0 \\ j\varepsilon_2 & \varepsilon_1 & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_3 \end{bmatrix}$$

si l'axe Oz est parallèle au champ magnétique (axes Ox, Oy, Oz orthonormés). Dans ces conditions, les équations de Maxwell fournissent comme équation donnant le champ électrique en présence d'une source de courant J monofréquence (de fréquence ω) [1], en négligeant d'écrire le facteur de variation temporelle $e^{j\omega t}$ de la source et des ondes supposées varier ainsi :

$$(\nabla\nabla - \Delta - k_0^2\varepsilon)E = -j\omega\mu_0 J \qquad (1)$$

équation dans laquelle $k_0 = \dfrac{\omega}{c}$

Les ondes caractéristiques sont données par l'équation (1) où $J = 0$. Elles sont de la forme $E_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}}$, où les valeurs de k, longueur de $\vec{k}$ dans la direction

* Travail effectué pour la présentation de 3e cycle à l'observatoire de Meudon, en 1964-1965.

[1] La linéarité des équations permet de se ramener à ce cas.

d'angles polaires (en coordonnées sphériques) α, β, sont données par :

$$k_{1,2}^2 = k_0^2 \frac{(\varepsilon_1^2-\varepsilon_2^2)\sin^2\alpha+\varepsilon_1\varepsilon_3(1+\cos^2\alpha)\pm\sqrt{(\varepsilon_1^2-\varepsilon_2^2-\varepsilon_1\varepsilon_3)^2\sin^4\alpha+4\varepsilon_2^2\varepsilon_3^2\cos^2\alpha}}{2(\varepsilon_1\sin^2\alpha+\varepsilon_3\cos^2\alpha)} \quad (2)$$

On définit l'indice de réfraction dans cette direction

$$n_{1,2} = \frac{k_{1,2}}{k_0} .$$

Cet indice est aussi donné par la formule d'Appleton-Hartree :

$$n_{1,2}^2 = 1-\frac{X}{1-jZ-\frac{\alpha}{2}\pm\sqrt{\frac{\alpha^2}{4}+Y_L^2}}$$

avec :

$$\alpha = Y_T^2/(1-X-jZ) \qquad Y_L = Y\cos\alpha \qquad Y_T = Y\sin\alpha$$

$$X = \left(\frac{\omega_{plasma}}{\omega}\right)^2 \qquad Y = \frac{\omega_{gyromag}}{\omega} \qquad Z = \frac{\gamma_{coll}}{\omega}$$

On suppose le courant de l'antenne connu sous la forme d'une fonction ou d'une distribution à support borné (transformée de Fourier = fonction).

Si $J(r)$ est cette distribution :

$$J_k = [\text{Fourier}\,(J(r))]\,[k]$$

La puissance en est alors donnée par l'intégrale sur tout l'espace.

$$P = -4j\pi^3\omega\mu_0\int J_k^+\frac{\wedge}{D}J_k\,\underline{\mathrm{d}k}$$

avec :

$$\wedge = k^2kk-k_0^2k^2L+k_0^4E$$

$$k^2L = \begin{bmatrix} \varepsilon_1(k_x^2+k_y^2)+\varepsilon_3(k_x^2+k_z^2) & j\varepsilon_2(k_x^2+k_y^2)+\varepsilon_3k_xk_y & \varepsilon_1k_xk_z+j\varepsilon_2k_yk_z \\ -j\varepsilon_2(k_x^2+k_y^2)+\varepsilon_3k_xk_y & \varepsilon_1(k_x^2+k_y^2)+\varepsilon_3(k_y^2+k_z^2) & \varepsilon_1k_yk_z-j\varepsilon_2k_xk_z \\ \varepsilon_1k_xk_z-j\varepsilon_2k_yk_z & \varepsilon_1k_yk_z+j\varepsilon_2k_xk_z & \varepsilon_1(1+k_z^2) \end{bmatrix} \qquad E = \begin{bmatrix} \varepsilon_1\varepsilon_3 & j\varepsilon_2\varepsilon_3 & 0 \\ -j\varepsilon_2\varepsilon_3 & \varepsilon_1\varepsilon_3 & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_1^2-\varepsilon_2^2 \end{bmatrix}$$

D est le polynôme caractéristique :

$$D = k_0^2\,(\varepsilon_1\sin^2\alpha+\varepsilon_3\cos^2\alpha)\,(k^2-k_1^2)\,(k^2-k_2^2)$$

L'indice a, dans le cas où on introduit les collisions ($Z \neq 0$), les propriétés suivantes pour une direction (α, β) réelle :

1° Il n'est jamais infini. Même dans les régions 3, 7 et 8 du plan X, Y^2 où sans collisions il pourrait le devenir pour certaines directions, entraînant la divergence de l'intégrale de la puissance ainsi qu'on peut le montrer.

2° Il n'est jamais nul.

3° Il n'est jamais réel ni imaginaire pur. Il y a donc toujours amortissement des ondes caractéristiques et jamais ondes évanescentes. De plus, le signe de la partie imaginaire ne change pas (pour chacun des deux indices) et est le même que celui de l'opposé de la partie réelle μ (si l'on écrit $\mu-j\chi$)

4° Il est borné en module inférieurement et supérieurement.

5° $k_1 = k_2 \rightarrow n_1 = n_2$ est impossible, les deux ondes sont bien indépendantes sauf si $X = 1$, mais les autres propriétés restent vraies.

Mais cela ne permet pas d'admettre une forme quelconque de courant, c'est pourquoi nous avons cherché les conditions nécessaires et suffisantes que devait satisfaire la transformée de Fourier de la distribution du courant pour que l'intégrale P converge.

3. Etude des conditions de convergence

La forme géométrique de l'antenne a été fixée : un cylindre de révolution limité par deux plans perpendiculaires à l'axe, de longueur $2l$, de rayon a. Le courant était supposé pelliculaire [$\delta(\rho'-a)$] à la surface du cylindre et d'intensité finie en tout point (au facteur géométrique δ près). En outre les variations en fonction de z' (le long de l'axe de l'antenne) et de θ' (autour de l'antenne) de ce courant dirigé suivant les génératrices du cylindre étaient données indépendantes. Dans ces conditions, la distribution mathématique à support borné caractérisant le courant circulant dans l'antenne est :

$$J = I_0\frac{\delta(\rho'-a)}{2\pi a}\,f(\theta')\,J(z')$$

Les $'$ indiquent qu'on se place dans des axes liés à l'antenne. Dans ces axes, la transformée de Fourier vaut, en coordonnées polaires (au facteur $\frac{1}{8\pi^3}$ près) :

$$(k_{x'} = t'_1\cos\beta' ; k_{y'} = t'\sin\beta' ; k_{z'} = u')(t'_1 = k_{x'} ; t'_2 = k_{y'})$$

$$\psi(t'_1, t'_2)\,C(u') = \int Je^{it'\rho'\cos(\beta'-\theta')}e^{iu'z'}\rho'\mathrm{d}\rho'\mathrm{d}\theta'\mathrm{d}z'$$

$$\begin{cases} \psi = \displaystyle\int_0^{2\pi} e^{it'a\cos(\beta'-\theta')}\frac{f(\theta')}{2\pi}\mathrm{d}\theta' \\ C(u') = \displaystyle\int_{-e}^{+e} e^{iu'z'}J(z')\mathrm{d}z' \end{cases}$$

On a pris soin d'abord de normer f et y :

$$\int_0^{2\pi} f(\theta')\,d\theta' = 2\pi \qquad \int_{-e}^{+e} J(z')\,dz' = 1$$

De sorte que $\int J\,du = I_0$.

Nous nommerons cette antenne « de type A ». Nous pouvons aussi considérer des antennes plus générales dites « de type B » pour lesquelles la distribution vectorielle qui représente le courant

— a une direction fixe

— est à support borné.

On appellera ψ_1 la transformée de Fourier du courant et ψ_1^2, le carré de son module, supposé borné supérieurement.

L'angle de cette direction de courant et de l'antenne est η (fig. 2).

Les conditions nécessaires et suffisantes de sommabilité de l'intégrale seront exprimées dans des axes liés à l'antenne (Ou', direction du courant).

Alors, quel que soit l'angle que fait l'antenne avec le champ magnétique, les conditions sont les suivantes :

1) Antenne de type B (ou de type A sans symétrie de révolution du courant autour de l'axe).

Il existe $\mathfrak{U}$ et $\mathfrak{T}$ réels, tels que si :

$|u'| > \mathfrak{U}$, la fonction H vaut : $\cos^2\alpha'$;

$|u'| < \mathfrak{U}$, $t' > \mathfrak{T}$, la fonction H vaut : $1/k^2$;

$|u'| < \mathfrak{U}$, $t' < \mathfrak{T}$, la fonction H vaut : 0.

$H\psi_1^2$ est sommable sur tout l'espace.

2) Antenne de type A avec $f(\theta') = 1$ (le courant admet une symétrie de révolution autour de l'axe)

$|u|\ C^2(u)$, sommable sur la droite réelle des u.

Remarque 1. Pour une antenne de type A, parallèle au champ magnétique B_0, cette condition reste valable si le courant n'est plus dirigé le long des génératrices mais a des composantes quelconques (respectant la symétrie de révolution autour de l'axe).

Remarque 2. Cela est évidemment réalisé si ψ^2 décroit à l'infini uniformément comme $1/k^{3+\varepsilon}$ (ε aussi petit qu'on veut). Cette condition est suffisante. La condition énoncée par STARAS (décroissance plus rapide que $1/k^3$ n'est strictement ni nécessaire, ni suffisante.

Paradoxalement et de façon inattendue, il n'est pas interdit de supposer $f(\theta') = 1$, si $\eta \neq 0$ mais cela ne semble pas logique. C'est néanmoins ce qu'a fait W. BLAIR pour calculer la partie la plus importante à longue distance du terme capacitif de l'impédance, d'une façon tout autre d'ailleurs que par la théorie de KOGELNIK.

4. Méthode de calcul en coordonnées cylindriques pour le cas de révolution $\eta = 0$

L'intégration sur β ne pose pas de problèmes. Elle donne un facteur 2π.

Il faut intégrer sur t et sur u. On va intégrer sur u par la méthode des résidus. On écrit alors D sous la forme :

$$D = k_0^2\varepsilon_3(u^2-\varphi_1)(u^2-\varphi_2)$$

avec :

$$\varphi_{1,2} = \frac{-(\varepsilon_1+\varepsilon_3)u^2 + 2k_0^2\varepsilon_1\varepsilon_3 \pm \sqrt{(\varepsilon_1-\varepsilon_3)^2t^4 - 4k_0^2\varepsilon_3\varepsilon_2^2t^2 + 4k_0^4\varepsilon_2^2\varepsilon_3^2}}{2\varepsilon_3}$$

Des propriétés de l'indice étudiées ci-dessus, on tire pour $\varphi_{1,2}$ les conclusions ci-après pour t réel.

— Il existe des déterminations continues de φ_1 et φ_2.

— φ n'est jamais réel.

— φ n'est jamais nul.

— φ n'est infini que pour t infini et se comporte alors comme t^2.

— $\varphi_1 = \varphi_2$ ne se produit que sur la ligne du plan XY^2 :

$$(1-X)^2Y^2 + X(X-2)[(1-X)^2+Z^2] = 0\,.$$

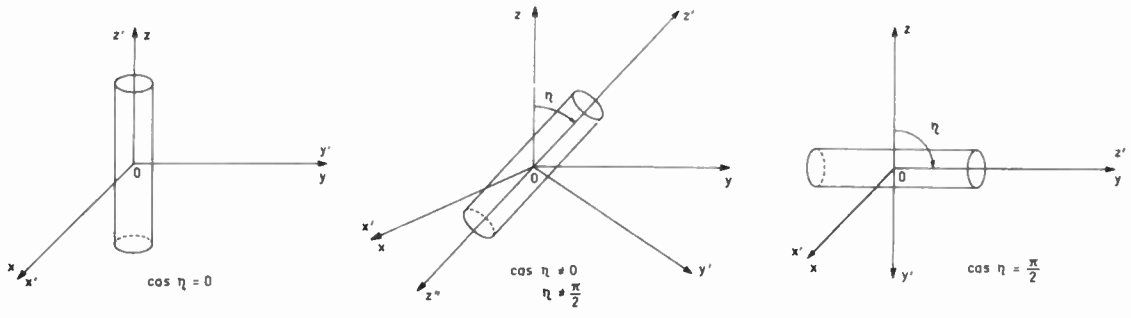


FIG. 2. *Nota* : L'angle z'Oy' est un angle droit

Et encore à condition que $X < 1$ (régions 1, 2, 3). Mais la valeur commune de φ_1 et φ_2 n'est pas racine du numérateur :

$$N = k^2u^2 - k_0^2\varepsilon_1(2u^2+t^2) + k_0^4(\varepsilon_1^2-\varepsilon_2^2)$$

Pour pouvoir appliquer la méthode, il faut que C^2 soit décomposable en une somme de fonctions analytiques $f_i(u)$ prolongeables sur les complexes telles que $|uf_i|$ tende vers 0 lorsque $|u|$ tend vers l'infini (la partie imaginaire de u conservant un signe fixe et $|u^3f_i|$ tend vers 0 pour u infini réel).

On intègre alors sur u par les contours 1 ou 2 (fig. 3).

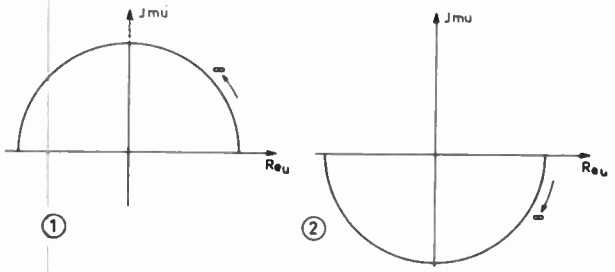


FIG. 3.

Si F désigne le terme matriciel $F = N/D$ l'intégration sur u donne :

$$P = \frac{-8\pi^4 j\omega\mu_0 I_0^2}{k_0^2\varepsilon_3(8\pi^3)^2}\sum_i\int_0^\infty J_0^2(at)\left[\frac{f_i(\varepsilon_i\sqrt{\varphi_2})F(\varphi_2)}{2\varphi_2(\varphi_2-\varphi_1)}+\frac{f_i(\varepsilon_i\sqrt{\varphi_1})F(\varphi_1)}{2\varphi_1(\varphi_1-\varphi_2)}\right]t\,dt \qquad (3)$$

φ_1 et $\varphi_2 \neq 0$ toujours. Mais dans le cas $\varphi_1 = \varphi_2$ (rare on l'a vu), φ devient avant intégration pôle double dans le cas le plus général (puisque $N(\varphi) \neq 0$). dont l'intégration donne 0. Il n'y a donc jamais de difficulté théorique mais seulement, dans ce dernier cas, des difficultés pratiques (au voisinage).

Les ε_i valent $\pm$ 1 et sont choisis de sorte que la partie imaginaire de la détermination choisie pour $\varepsilon_i\sqrt{\varphi_1}$ (ou $\varepsilon_i\sqrt{\varphi_2}$) soit positive si f_i est nul à l'infini imaginaire positif, négative dans le cas contraire.

Cela correspond au choix des pôles du contour d'intégration concerné.

La fin du calcul doit être faite numériquement.

4.1. *Application au cas du courant triangulaire*

Nous avons appliqué cette méthode à un cas où le courant, le long de l'antenne, est tel que

$$J(z) = \left(1 - \frac{|z|}{l}\right)$$

Donc :

$$C^2(u) = \frac{(1-\cos ul)^2}{(u^4l^2)}$$

Les fonctions f_i valent alors :

$$f_i = \frac{3-4e^{-jul}+e^{-2jul}}{u^4l^2} \quad \text{et} \quad \frac{3-4e^{jul}+e^{2jul}}{u^4l^2} = f_2$$

Mais on fait ainsi apparaître un pôle 0 qui n'existait pas. Il faut donc intégrer sur des parcours contournant le point 0, les contours ci-dessous par exemple, le même pour les deux fonctions.

Le pôle 0 sera à considérer dans f_2. C'est un pôle d'ordre 3 pour l'intégrant complet. Il faut effectuer un développement limité au voisinage de l'origine.

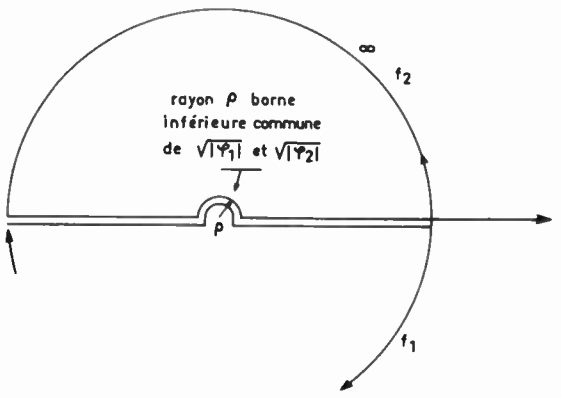


FIG. 4.

Le calcul fait, l'intégrale numérique à calculer est :

$$P_1' = -\frac{j\omega\mu_0 I_0^2}{8n^2l^2k_0^2}\int_0^\infty\left[\left\{-\frac{4\pi l}{\varepsilon_3}\,\frac{\left(\frac{1}{\varphi_1}+\frac{u^2l^2}{3}\right)[k_0^4(\varepsilon_1^2-\varepsilon_2^2)-k_0^2\varepsilon_1t^2]+t^2-2k_0^2\varepsilon_1}{\varphi_1(\varphi_1-\varphi_2)}\right\}\right.$$

$$\left.+\left\{2\pi l f_2\,\frac{\varphi_1(t^2+\varphi_1)-k_0^2\varepsilon_1(2\varphi_1+t^2)+k_0^4(\varepsilon_1^2-\varepsilon_2^2)}{\varphi_1^2\psi_1(\varphi_1-\varphi_2)\varepsilon_3}\right\}\right]\times J_0^2(at)t\,dt \qquad (4)$$

P_2' a une expression analogue, obtenue en remplaçant φ_1 par φ_2 et réciproquement. $P = (P_1' + P_2')$.

f_2 pris pour $u = \psi_1$, dont la partie imaginaire est positive.

Il existe un programme de calcul sur IBM 7040.

Ces résultats doivent compléter ceux de BLAIR et les améliorer, car les calculs tiennent compte ici d'une part, de tous les termes et que d'autre part, la théorie de Kogelnik qui court-circuite le calcul du champ électrique, oblige de fait à utiliser le même courant pour calculer le champ et la puissance rayonnée ce que n'a pas fait BLAIR dans sa thèse (champ calculé avec $\delta(\rho)J(z)$ et puissance à l'aide de ce champ et de $\delta(\rho - a)J(z)$.

La méthode de calcul pourrait être appliquée dans les cas $\eta \neq 0$, mais le calcul explicite n'a pas été fait.

Elle demeure même valable dans le cas $\eta = 0$ avec des composantes non longitudinales du courant.

BIBLIOGRAPHIE

KOGELNIK. — On electromagnetic Radiation in magneto ionic media, *Journal of Research of National Bureau of Standards*. Vol. 64 D, n° 5, sept.-oct. 1960.

STARAS. — The impedance of an electric dipole in a magneto ionic medium. *IEEE transactious on antennas and propagation*. Nov. 1964, n° 6.

BLAIR. — The driving point impedance of an electrically short cylindrical antenna in the ionosphere. Technical Report. University of New Mexico (Albuquerque). Juin 1964.

DESCHAMPS.

THÉORIE DU BRUIT THERMIQUE DANS L'IONOSPHÈRE

PAR

K.G. BUDDEN et G.J. DANIELL

Cavendish Laboratory, Cambridge

1. Introduction

L'étude du bruit thermique dans l'ionosphère est importante pour plusieurs raisons. En premier lieu, on utilise maintenant des récepteurs sur des fusées et des satellites pour mesurer le signal cosmique qui arrive dans l'ionosphère, en provenance de l'extérieur de la terre. Ce signal, comme le bruit aléatoire dans la partie extérieure de l'ionosphère, se propage dans les deux modes familiers de la théorie magnéto-ionique : modes ordinaire et extraordinaire.

Pour les fréquences les plus intéressantes dans l'ionosphère, environ 1 à 10 MHz, la température de brillance du ciel est de l'ordre de $3 \cdot 10^6$ °K, alors que celle de l'ionosphère supérieure est seulement de l'ordre de 2 000 °K. Par conséquent, on peut s'attendre à ce que le bruit thermique engendré localement dans l'ionosphère puisse être négligé sans encombre. Mais la moyenne quadratique du champ électrique fluctuant du bruit thermique est à peu près proportionnelle à l'indice de réfraction du milieu pour l'onde considérée. Cet indice est habituellement de l'ordre de l'unité pour les ondes ordinaire et extraordinaire. Il peut y avoir aussi une onde de plasma dans l'ionosphère, avec un indice de réfraction de l'ordre de 10^3 à 10^4. Il est probable que le signal cosmique n'engendre pas une onde de plasma d'amplitude notable, mais une telle onde de plasma peut être engendrée comme partie du bruit thermique, et peut ainsi donner lieu à des champs comparables à ceux des ondes ordinaire et extraordinaire du bruit cosmique. En radio-astronomie par fusées et satellites, il est important de connaître la grandeur de cet effet.

En second lieu, supposons qu'une simple antenne de radio avec des bornes en circuit ouvert soit placée dans l'ionosphère. Si on connaît la statistique du champ de bruit thermique, on peut trouver la moyenne quadratique $<VV^*>$ de la tension aux bornes dans une bande de fréquences B. D'après le théorème de Nyquist (1928), elle doit être

$$<VV^*> = 8KTBR_r$$

où R_r est la résistance de rayonnement de l'antenne. Ainsi le champ de bruit thermique procure un moyen de calculer la résistance de rayonnement d'une antenne immergée dans l'ionosphère, comme fonction de la fréquence et de l'orientation.

En troisième lieu, il est intéressant d'examiner si le bruit thermique peut être mesuré. Des observations récentes par satellite (HARVEY, 1965) ont montré qu'à certaines fréquences et certaines altitudes, il existe, à l'intérieur de l'ionosphère, des signaux de bruit de très grande amplitude, qui sont beaucoup plus importants que le signal cosmique ou que le bruit thermique, et dont l'origine peut être le rayonnement des particules rapides piégées dans le champ magnétique terrestre. Dans les expériences de cette

sorte, il est important de savoir à quelle amplitude de bruit thermique on doit s'attendre.

Plusieurs auteurs ont donné des méthodes pour trouver le champ électromagnétique de bruit thermique dans un milieu dissipatif (par exemple CALLEN et WELTON 1951, GREENE et CALLEN 1951, CALLEN et GREENE 1952, CALLEN, BARASCH et JACKSON 1952, LANDAU et LIFSHITZ 1958, 1960 (chap. 13), RYTOV 1959). Certains auteurs basent leur raisonnement sur des principes quantiques, mais ces idées peuvent ne pas être familières à des ingénieurs radioélectriciens. Le but de cet article est de présenter un raisonnement de NYQUIST, basé sur le traitement original du bruit thermique dans les circuits électriques et qui est bien connu des ingénieurs des circuits. Ainsi le présent article ne contient rien dont le principe soit nouveau, mais a pour but de passer le sujet en revue, en mettant l'accent sur les idées physiques sous-jacentes. Nous espérons présenter des résultats numériques dans un article ultérieur.

La section 3 donne la formule de base de Nyquist pour les fluctuations thermiques du courant dans une résistance localisée et montre comment l'appliquer à un système réparti isotrope. La section 4 est une extension à un milieu anisotrope. Dans la section suivante on établit et on discute les résultats pour des milieux de différentes sortes. La section 6 traite des champs dans un diélectrique conducteur isotrope et la section 7 dans un milieu magnétoionique, tel que l'ionosphère, sans dispersion spatiale. Enfin, la section 8 introduit la dispersion spatiale, et la section 9 présente des résultats préliminaires pour un petit nombre de cas particuliers.

2. Notations

Les formules de cet article sont valables dans tout système cohérent d'unités rationalisées. Les quantités à variation harmonique sont supposées contenir un facteur complexe $\exp(2\pi ift)$. Les caractères gras désignent des vecteurs. Les principales notations sont :

B	bande de fréquence
B_0	induction magnétique terrestre
c	vitesse de la lumière en espace libre
$\boldsymbol{E}$	champ électrique, composantes E_i $(i = x, y, z)$
$\mathcal{E}_i$	transformée de Fourier tridimensionnelle de E_i
e	charge de l'électron
f	fréquence
f_H	gyrofréquence électronique
f_N	fréquence de plasma électronique
$\boldsymbol{H}$	champ magnétique
$\mathcal{H}$	partie hermitienne de ...
I	courant
$\boldsymbol{J}$	densité des sources de courant, composantes J_i
$\mathcal{J}_i$	transformée de Fourier tridimensionnelle de J_i
$\boldsymbol{j}$	densité de courant résultant de champs appliqués
K	constante de Boltzmann
k	$2\pi/\lambda$ où λ est la longueur d'onde en espace libre
M_{ij}	tenseur de susceptibilité complexe
m	masse de l'électron
n, n_0, n_x, n_p	indices de réfraction
$\boldsymbol{P}$	polarisation électrique, composantes P_i
$\mathcal{P}_i$	transformée de Fourier tridimensionnelle de P_i
$\boldsymbol{p}$	nombre d'onde/k, composantes p_x, p_y, p_z, longueur p
R	résistance
$\mathcal{R}$	partie réelle de r
$\boldsymbol{r}$	vecteur position, composantes x, y, z
T	température absolue
t	temps
U	$1 - iv/2\pi f$ où v est la fréquence de collisions des électrons.
V	tension
v	volume
x, y, z	coordonnées cartésiennes
X	f_N^2/f^2.
$\boldsymbol{Y}$	vecteur de longueur $Y = f_H/f = eB_0/2\pi mf$ et de sens opposé au champ magnétique terrestre
Z_0	impédance caractéristique de l'espace libre
Z_{ij}	défini par (20), (21)
ε_0	permittivité électrique de l'espace libre
ε	$1 - XU/(U^2 - Y^2)$ (utilisé dans un sens différent à la section 6)
ε'	$XY/(U^2 - Y^2)$
ε_3	$1 - X/U$
σ_{ij}	tenseur de conductivité électrique
$\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$	composantes de ce tenseur par rapport à ses axes principaux
θ, φ	coordonnées sphériques angulaires de $\boldsymbol{p}$.

3. Le théorème de Nyquist pour un milieu isotrope

Le théorème démontré dans l'article original de NYQUIST (1928) s'applique à une résistance localisée idéale en équilibre thermodynamique à la température absolue T. Il énonce que si V est la tension fluctuante mesurée aux bornes de la résistance en circuit ouvert, on a :

$$<V^2> = 8KTBR. \qquad (1)$$

Cette valeur est habituellement considérée comme moyenne de V^2 dans le temps, mais comme V est une fonction du temps statistiquement stationnaire, $<V^2>$ peut être considéré aussi comme une moyenne sur une assemblée ; cette interprétation sera utilisée dans la suite. On suppose maintenant $B \ll f$. V a alors la forme d'une onde quasi sinusoïdale, d'amplitude $A(t)$ et de phase $\phi(t)$ qui sont des fonctions

lentement variables du temps, et on peut utiliser la forme complexe :

$$V = \mathcal{R}A(t) \exp\{i[2\pi ft - \phi(t)]\}. \quad (2)$$

Il est courant d'omettre le symbole $\mathcal{R}$ et le facteur $\exp(2\pi ift)$ et d'écrire simplement :

$$V = A(t) \exp\{-i\phi(t)\} \quad (3)$$

expression parfois appelée signal analytique. L'équation (1) devient :

$$<VV^*> = 8KTBR \quad (4)$$

où l'astérisque désigne l'expression complexe conjuguée. On illustre souvent ce résultat en traçant le circuit équivalent de la figure 1*a*, qui se compose d'un générateur, d'impédance interne nulle, en série avec la résistance R. A l'aide du théorème de Thévenin, il est possible de calculer le courant qui circule quand la résistance est reliée à un circuit extérieur.

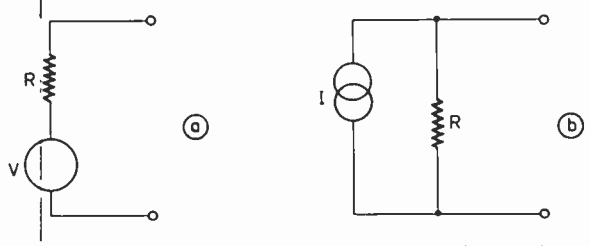


FIG. 1. — Circuits équivalents à la source de bruit d'une résistance.

On obtient une autre forme du théorème de Nyquist en utilisant le circuit équivalent de la figure 1*b* qui considère la résistance comme un injecteur de courant fluctuant idéal, en parallèle avec la résistance elle-même. On peut alors facilement montrer que le courant engendré par l'injecteur satisfait la relation :

$$<II^*> = 8KTB/R \quad (5)$$

en effet les deux dipôles de la figure 1 sont équivalents.

Ces résultats s'appliquent à une résistance localisée et doivent maintenant être étendus à des systèmes répartis. Considérons, en premier lieu, un fil de résistance linéique r. Supposons-le divisé en petits éléments Δx, de résistance $r\Delta x$. Chacun de ces éléments est le siège d'une tension qui apporte une petite contribution à $<VV^*>$, à savoir, d'après (4) :

$$\Delta<VV^*> = 8KTB\, r\Delta x. \quad (6)$$

Il n'y a pas de corrélation de phase entre ces tensions, de sorte que $<VV^*>$, pour un fil de longueur x, est la somme des contributions (6). Par conséquent :

$$<VV^*> = 8KTBrx. \quad (7)$$

Ce résultat est en accord avec (4) et il est indépendant du choix de la longueur Δx comme élément du fil. Si Δx était assez petit pour être du même ordre que le libre parcours moyen des électrons dans le fil, les courants fluctuants dans des éléments voisins seraient partiellement corrélés et il ne serait plus correct d'additionner les carrés d'amplitude $\Delta<VV^*>$. En conséquence, (6) n'est pas valable quand Δx est trop petit. Une étude plus complète doit toujours cependant conduire à (6) pour des Δx assez grands et à (7), de manière à satisfaire le théorème de Nyquist (4).

Considérons ensuite un milieu continu isotrope de conductivité σ. Un petit élément de volume $\Delta v = \delta x \delta y \delta z$ a une résistance $\delta z/\sigma \delta x \delta y$ pour les courants parallèles à l'axe des z et constitue, par conséquent, une source de courant I qui, d'après (5), vérifie :

$$<II^*> = 8KTB\sigma\, \delta x \delta y/\delta z. \quad (8)$$

On peut alors considérer que cette source est un élément de courant $I\delta z$ vérifiant :

$$<(I\delta z)(I\delta z)^*> = 8KTB\sigma\, \Delta v. \quad (9)$$

Ce résultat est proportionnel à l'élément de volume Δv et est valable tant que Δv est assez grand pour contenir beaucoup de petits éléments de courant fluctuant, sans corrélation de phase. Si, dans ces conditions, on augmentait Δv, le résultat s'obtiendrait en ajoutant les moyennes quadratiques des éléments de courant additionnels.

Maintenant soient $(I\delta z)_1$ et $(I\delta z)_2$ deux éléments de courant occupant respectivement les volumes très petits δv_1 et δv_2 aux points $\boldsymbol{r}_1$ et $\boldsymbol{r}_2$. Supposons aussi $|\boldsymbol{r}_2 - \boldsymbol{r}_1|$ petit, de sorte que les courants soient partiellement corrélés. Cela peut arriver dans un plasma, par exemple si $|\boldsymbol{r}_2 - \boldsymbol{r}_1|$ est de l'ordre de la longueur de Debye qui détermine le rayon d'action des forces électriques, ou du rayon de Larmor qui détermine la dimension des orbites des électrons mis en mouvement par l'agitation thermique. L'élément de courant total engendré par un très petit volume près du point $\boldsymbol{r}_1$ est ici proportionnel à δv_1 car des courants adjacents sont maintenant en phase. Soit $\rho(\boldsymbol{r}_2 - \boldsymbol{r}_1)$ la fonction normalisée d'autocorrélation spatiale pour les deux éléments de courant, on a alors :

$$<(I\,\delta z)_1\,(I\,\delta z)_2^*> = G\rho(\boldsymbol{r}_2 - \boldsymbol{r}_1)\,\delta v_1\,\delta v_2. \quad (10)$$

Quand on intègre cette expression sur le volume plus grand Δv, on doit retrouver (9) et on peut, de cette manière, déterminer la constante G. On suppose que la fonction ρ tend vers zéro quand $|\boldsymbol{r}_2 - \boldsymbol{r}_1|$ devient beaucoup plus petit que $(\Delta v)^{1/3}$. Soit :

$$\iiint \rho(\boldsymbol{r}_2 - \boldsymbol{r}_1)\, dv_2 = A \quad (11)$$

où le domaine d'intégration s'étend assez loin dans toutes les directions pour que ρ puisse devenir très petit. Alors :

$$G = 8KTB\sigma/A. \quad (12)$$

4. Extension à des milieux anisotropes

Dans l'étude précédente, la conductivité σ est une constante indépendante des directions choisies pour les axes de coordonnées. Si alors on donne aux deux éléments de courant figurant dans (10) des directions perpendiculaires, leurs fluctuations ne sont pas corrélées et l'expression (10) est nulle.

Des milieux anisotropes, par exemple les diélectriques cristallins à pertes, ont un tenseur de conductivité symétrique σ_{ij}, de sorte qu'il existe trois axes principaux réels et le tenseur σ_{ij} est diagonal si on les prend pour axes de coordonnées. Alors les sources de courant de bruit thermique parallèles aux axes sont indépendantes et vérifient (10) et (12) à condition d'utiliser la composante correcte du tenseur σ_{ij}. Par conséquent :

$$<(I\delta l)_{i,1}\,(I\delta l)^{*}_{j,2}> = (8KTB\,\sigma_{ij}/A)\rho\delta v_1\,\delta v_2 \qquad (13)$$

où $(I\delta l)_{i,1}$ est un élément de courant situé au point r_1 et parallèle à l'axe de coordonnées i ($i = x, y$ ou z). L'expression (13) est un tenseur qui peut être transformé à un autre système d'axes orthogonaux; elle n'est pas restreinte aux axes principaux.

Dans le cas des milieux magnétoioniques (ou gyrotropiques), le tenseur σ_{ij} n'est pas symétrique, de sorte que les axes principaux ne sont pas tous réels. Cependant l'expression (13) est encore valable. Le tenseur σ_{ij} a trois axes principaux complexes orthogonaux au sens de HERMITE (voir par exemple BUDDEN, 1964) et à ces axes on peut associer trois sources de courant fluctuant indépendantes. Un des axes est réel et parallèle au champ magnétique uniforme; nous le prenons pour axe des z.

La conductivité dans cette direction est notée $\sigma_3 = \sigma_{zz}$ et il lui est associé un ensemble d'éléments de sources de courant vérifiant (10) et (12). Les deux autres axes principaux sont associés aux courants qui circulent quand on applique au milieu un champ électrique polarisé circulairement, parallèle au plan xOy.

σ_1 et σ_2 étant les conductivités pour les deux sens de rotation possibles, nous avons respectivement :

$$E_y = iE_x = iE_1$$

donnant : $I_x = \sigma_1 E_1$ et $I_y = i\sigma_1 E_1$

et $$E_y = -iE_x = -iE_2$$

donnant : $I_x = -\sigma_2 E_2$ et $I_y = -i\sigma_2 E_2$. (14)

Ainsi, aux deux conductivités principales σ_1 et σ_2, nous pouvons associer des ensembles indépendants d'éléments de sources de courant, polarisés circulairement avec des sens de rotation opposés pour σ_1 et σ_2. L'équation (13) était basée sur le résultat (5) qui s'appliquait au circuit simple de la figure 1*b*. Il est clair qu'on pourrait concevoir un circuit plus compliqué, avec deux paires de bornes et contenant un gyrateur. Alimentons alors les bornes par des courants égaux et en quadrature de phase; l'admittance $1/R$ est différente selon que le déphasage est $+\pi/2$ ou $-\pi/2$, mais (5) s'applique à chaque cas. L'équation (10) peut être ainsi étendue équation de manière à tenir compte de sources de courant polarisées circulairement, (13) s'applique donc à ce cas général qui comprend les milieux magnétoioniques.

Dans cette section nous avons essayé de montrer qu'un milieu continu, de conductivité non nulle, se comporte comme une source de bruit thermique. C'est une conséquence du principe de thermodynamique bien connu qui exprime que tout ce qui transforme en chaleur une forme quelconque d'énergie, se comporte comme une source de fluctuations thermiques. La conductivité non nulle de l'ionosphère provient des collisions des électrons avec les autres particules. Dans presque tous les cas du domaine de la radio, ce phénomène peut être étudié comme si les électrons étaient soumis à des forces de ralentissement proportionnelles à leurs vitesses (LORENTZ, 1952; voir aussi RATCLIFFE, 1959). Cela conduit aux formules de la théorie magnétoionique classique que nous employons dans cet article. Par conséquent, les sources de courant que nous utilisons proviennent des mouvements d'électrons dus aux collisions.

Dans l'ionosphère, les ondes peuvent aussi subir l'affaiblissement Landau, habituellement négligeable pour les ondes ordinaire et extraordinaire, mais qui pourrait devenir appréciable pour l'onde de plasma qui est beaucoup plus lente. Cet effet devrait être inclus dans une étude complète mais il est hors de la portée du présent article. Ici tout affaiblissement résulte des collisions électroniques.

5. Les équations de Maxwell et l'analyse de Fourier du champ de bruit thermique

Nous étudions maintenant un milieu magnétoionique en équilibre thermique à la température T. Il existe un champ magnétique constant B_0 parallèle à l'axe des z. Les résultats sont destinés à être appliqués à l'ionosphère, à des fréquences de l'ordre de 1 à 10 MHz, de sorte que seuls les électrons contribuent de manière appréciable au courant et qu'on peut ne pas tenir compte des ions lourds. Le milieu n'est pas magnétique et nous utilisons les équations de Maxwell:

$$\begin{aligned} \text{rot}\, E &= -ik Z_0 H, \\ Z_0\, \text{rot}\, H &= ik(E + P/\varepsilon_0) + Z_0 J \end{aligned} \qquad (15)$$

où $k = 2\pi f/c = 2\pi/\lambda$ (λ est la longueur d'onde en *espace libre*) et $P = j/(2\pi i f)$, j étant la densité du courant qui circule quand on applique des champs. Les courants additionnels, de densité J, sont les courants fluctuants de bruit thermique de la section précédente.

L'élimination de H dans (15) donne :

$$\text{rot rot}\, E = k^2(E + P/\varepsilon_0) - ik Z_0 J. \qquad (16)$$

Ces équations sont écrites dans le système des coordonnées réelles x, y, z. On pourrait aussi les écrire dans le système des axes principaux complexes, mentionné dans la section précédente. Cela a déjà été fait, par exemple par MITTRA et DESCHAMPS (1963) lors de l'étude d'un problème voisin. L'avantage de cette méthode est l'élégance mathématique, étant donné que les tenseurs M_{ij} et σ_{ij} (voir plus loin) y sont diagonaux, mais il y a d'autres complications et, en définitive, la partie mathématique n'est pas raccourcie de façon appréciable. Nous travaillons ici avec les coordonnées réelles qui sont probablement plus familières aux ingénieurs radioélectriciens.

Il est maintenant commode d'adopter une notation indexée pour représenter les champs $\boldsymbol{E}$, $\boldsymbol{P}$ et $\boldsymbol{J}$ qui deviennent par conséquent E_i, P_i, J_i avec $i = x, y, z$. Nous conservons cependant la notation vectorielle pour $\boldsymbol{r}$ (composantes x, y, z) et $\boldsymbol{p}$ (composantes p_x, p_y, p_z). Les vecteurs champs sont exprimés sous forme d'intégrales de Fourier tridimensionnelles, ainsi :

$$E_i = \iiint \mathcal{E}_i(\boldsymbol{p})\, e^{-ik\boldsymbol{p}\cdot\boldsymbol{r}} d^3p. \tag{17}$$

Des relations analogues ont lieu entre J_i, $\mathcal{J}_i$ et P_i, $\mathcal{P}_i$: on utilise des lettres majuscules cursives pour noter les transformées de Fourier.

Nous allons maintenant appliquer (16) à une composante de Fourier. Nous supposons que :

$$\mathcal{P}_i/\varepsilon_0 = M_{ij}(\boldsymbol{P})\, \mathcal{E}_j \tag{18}$$

avec sommation sur l'indice répété. M peut être appelé tenseur de susceptibilité complexe, bien que tenant compte des effets de dispersion spatiale aussi bien que de la susceptibilité électrique en un point. Pour un milieu sans pertes, le tenseur M_{ij} doit être hermitien (voir par exemple LANDAU et LIFSHITZ, 1960). Pour un milieu à pertes dues à la conduction, le tenseur de conductivité σ_{ij} contribue à la partie antihermitienne

$$M_{ij} - M_{ji}^* = -2i Z_0 \sigma_{ij}/k. \tag{19}$$

Soit alors :

$$\Gamma_{ij} = \begin{bmatrix} 1-p_y^2-p_z^2 & p_x p_y & p_x p_z \\ p_x p_y & 1-p_x^2-p_z^2 & p_y p_z \\ p_x p_z & p_y p_z & 1-p_x^2-p_y^2 \end{bmatrix} \tag{20}$$

qui est l'opérateur tensoriel exprimant l'application de $1 - \text{rot rot}/k^2$ à l'intégrant de (17), soit :

$$Z_{ij} = \Gamma_{ij} + M_{ij}. \tag{21}$$

Alors (16) donne :

$$Z_{ij}\mathcal{E}_j = \frac{iZ_0}{k}\mathcal{J}_i. \tag{22}$$

d'où :

$$\mathcal{E}_i = \frac{iZ_0}{k}(Z^{-1})_{ij}\mathcal{J}_j. \tag{23}$$

Prenons maintenant la transformée de Fourier comme dans (17) :

$$E_i(\boldsymbol{r}) = \frac{iZ_0}{k}\iiint (Z^{-1})_{ij}\mathcal{J}_j\, e^{-ik\boldsymbol{p}\cdot\boldsymbol{r}} d^3p. \tag{24}$$

Prenons $\boldsymbol{r} = \boldsymbol{r}_1$ dans cette expression et multiplions par l'expression conjuguée complexe avec $\boldsymbol{r} = \boldsymbol{r}_2$. En prenant la moyenne sur une assemblée, nous obtenons:

$$\begin{aligned} &\langle E_i(\boldsymbol{r}_1)\, E_k^*(\boldsymbol{r}_2)\rangle \\ &= Z_0^2 k^{-2} \int\!\!\ldots\!\int [Z(\boldsymbol{p})^{-1}]_{ij}[Z(\boldsymbol{p}')^{-1}]_{kl}^* \\ &\qquad \langle \mathcal{J}_j(\boldsymbol{p})\mathcal{J}_l^*(\boldsymbol{p}')\rangle\, e^{ik(\boldsymbol{r}_2\cdot\boldsymbol{p}' - \boldsymbol{r}_1\cdot\boldsymbol{p})} d^3p\, d^3p' \end{aligned} \tag{25}$$

où $\boldsymbol{p}'$ représente un deuxième ensemble de valeurs des coordonnées de $\boldsymbol{p}$. Cette expression pourrait être utilisée pour étudier la corrélation des champs de bruit thermique aux deux points distincts $\boldsymbol{r}_1$ et $\boldsymbol{r}_2$. Nous n'étudierons cependant ici que les champs en un seul point qui sera pris pour origine. Nous posons par conséquent $\boldsymbol{r}_1 = \boldsymbol{r}_2 = 0$ dans (25), ce qui donne

$$\begin{aligned} \langle E_i E_k^*\rangle = Z_0^2 k^{-2} &\int\!\!\ldots\!\int [Z(\boldsymbol{p})^{-1}]_{ij}[Z(\boldsymbol{p}')^{-1}]_{kl}^* \\ &\langle \mathcal{J}_j(\boldsymbol{p})\mathcal{J}_l^*(\boldsymbol{p}')\rangle\, d^3p\, d^3p'. \end{aligned} \tag{26}$$

Nous devons maintenant étudier les termes de source de courant $\mathcal{J}_j$ et $\mathcal{J}_l$. Le courant J_j est composé d'un grand nombre d'éléments $(I\delta l)_j$. La contribution à J_j de l'élément situé au point $\boldsymbol{r}_n$ est

$$(J\,\delta l)_{j,n}\, \delta(\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_n) \tag{27}$$

expression dans laquelle le dernier facteur est une distribution de Dirac tridimensionnelle. La contribution correspondante à $\mathcal{J}_j$ est la transformée de Fourier de cette expression et le courant $\mathcal{J}$ total est la somme des contributions de tous les points source $\boldsymbol{r}_n$:

$$\mathcal{J}_j(\boldsymbol{p}) = \frac{k^3}{8\pi^3}\sum_n (I\delta l)_{j,n}\, e^{ik\boldsymbol{p}\cdot\boldsymbol{r}_n}. \tag{28}$$

d'où :

$$\mathcal{J}_j(\boldsymbol{p})\,\mathcal{J}_l^*(\boldsymbol{p}') = \frac{k^6}{64\pi^6}\sum_n\sum_m (I\delta l)_{j,n}\,(I\delta l)_{l,m}\, e^{ik(\boldsymbol{p}\cdot\boldsymbol{r}_n - \boldsymbol{p}'\cdot\boldsymbol{r}_m)}. \tag{29}$$

Nous prenons maintenant la moyenne sur une assemblée et nous appliquons (13). Les sommes peuvent être remplacées par des intégrales de volume de sorte qu'on obtient :

$$<\mathcal{J}_j(\boldsymbol{p})\mathcal{J}_i^*(\boldsymbol{p}')> = \frac{KTB\sigma_{jl}k^6}{8\pi^6}\int\!\!\ldots\!\!\int A^{-1}\rho(\boldsymbol{r}_m-\boldsymbol{r}_n)\mathrm{e}^{-ik(\boldsymbol{p}.\boldsymbol{r}_n-\boldsymbol{p}'.\boldsymbol{r}_m)}\mathrm{d}v_n\,\mathrm{d}v_m. \quad (30)$$

Il faut maintenant faire une hypothèse sur la fonction de corrélation ρ ; il est intéressant de voir ce que donne la fonction gaussienne

$$\rho = e^{-|r_m-r_n|^2/(4\gamma)^2} \quad (31)$$

qui est indépendante de la direction de $\boldsymbol{r}_m-\boldsymbol{r}_n$. La longueur γ donne l'ordre de grandeur de la « distance de corrélation ». Alors l'intégrale de (30) s'écrit :

$$\iiint \mathrm{e}^{-ik(\boldsymbol{p}-\boldsymbol{p}').\boldsymbol{r}_n}\mathrm{d}v_n \times A^{-1}\iiint \mathrm{e}^{-|r_m-r_n|^2/4\gamma^2+ik\boldsymbol{p}'.(\boldsymbol{r}_n-\boldsymbol{r}_m)}\mathrm{d}v_m\,. \quad (32)$$

Or A est donné par (11), on en déduit aisément que la deuxième intégrale de (32) est égale à $\mathrm{e}^{-(kp'\gamma)^2}$ qui est indépendant de $\boldsymbol{r}_n$. Par conséquent la première intégrale de (32) donne une distribution de Dirac tridimensionnelle, (32) a donc pour valeur :

$$(2\pi/k)^3\mathrm{e}^{-(kp'\gamma)^2}\delta(\boldsymbol{p}-\boldsymbol{p}'). \quad (33)$$

Cette expression est portée dans (30) qui elle-même est substituée dans (26). L'intégration en $\boldsymbol{p}'$ s'effectue à vue ; à cause de la distribution de Dirac, il suffit de remplacer $\boldsymbol{p}'$ par $\boldsymbol{p}$ dans les autres termes, d'où :

$$<E_iE_k^*> = \frac{Z_0^2KTBk}{\pi^3}\iiint (Z^{-1})_{ij}\sigma_{jl}(Z^{-1})_{kl}^*\,\mathrm{e}^{-k^2p^2\gamma^2}\mathrm{d}^3\boldsymbol{p} \quad (34)$$

σ_{jl} vérifie (19) et comme Γ_{ij} dans (21) est réel et symétrique, nous avons :

$$\sigma_{jl} = \frac{ik}{2Z_0}(M_{jl}-M_{lj}^*) = \frac{ik}{2Z_0}(Z_{jl}-Z_{lj}^*)\,, \quad (35)$$

expression qu'on substitue dans (35), ce qui, en appliquant les règles d'inversion des matrices, conduit à :

$$<E_iE_k^*> = -\frac{Z_0KTBk^2i}{2\pi^3}\iiint[(Z^{-1})_{ik}-(Z^{-1})_{ik}^*]\mathrm{e}^{-k^2p^2\gamma^2}\mathrm{d}^3\boldsymbol{p} \quad (36)$$

ce qui peut aussi s'écrire :

$$<E_iE_k^*> = \frac{Z_0KTBk^2}{\pi^3}\,\mathcal{H}\iiint(-iZ^{-1})_{ik}\mathrm{e}^{-k^2p^2\gamma^2}\mathrm{d}^3\boldsymbol{p} \quad (37)$$

où $\mathcal{H}$ signifie : partie hermitienne de... Cette expression constitue la formule fondamentale du champ de bruit thermique ; au cours des sections suivantes nous en faisons l'étude dans certains cas particuliers. Pour effectuer l'intégration, il est commode d'utiliser les coordonnées sphériques p, θ, φ de $\boldsymbol{p}$. Dans tous les cas qui nous intéressent, Z est inchangé quand on change $\boldsymbol{p}$ en son opposé. Il est, par conséquent, possible d'utiliser comme bornes d'intégration : $\pm\infty$ pour la variable p, 0 et $\pi/2$ pour θ pour φ. L'équation (37) donne alors :

$$<E_iE_k^*> = \frac{Z_0KTBk^2}{\pi^3}\times \mathcal{H}\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{\pi/2}\int_0^{2\pi}(-iZ)_{ik}^{-1}\mathrm{e}^{-k^2p^2\gamma^2}p^2\sin\theta\,\mathrm{d}p\,\mathrm{d}\theta\,\mathrm{d}\varphi. \quad (38)$$

Pour un milieu sans pertes Z et Z^{-1} sont hermitiens, la partie hermitienne de $-iZ^{-2}$ est donc nulle. (38) semble donc conduire à un résultat nul pour un milieu sans pertes. Mais dans ce cas, Z^{-1} a des pôles sur l'axe réel, dans le plan complexe de p, et le contour d'intégration doit être déformé pour les éviter. Sur le nouveau contour, Z n'est plus partout hermitien, l'intégrale n'est donc pas nulle. Le cas d'un milieu sans pertes se traite par un procédé de passage à la limite comme nous le verrons dans les sections suivantes.

6. Application à un milieu isotrope sans dispersion spatiale

Considérons maintenant un milieu de constante diélectrique scalaire ε et de conductivité σ. L'indice de réfraction n est donné par :

$$n^2 = \varepsilon - i\sigma/\varepsilon_0\omega = 1+M \quad (39)$$

où M est la susceptibilité scalaire complexe ; il est facile de montrer à l'aide de (21) que :

$$Z_{ij} = (n^2-p^2)\delta_{ij}+p_ip_j \quad (40)$$

et

$$(Z^{-1})_{ij} = \frac{n^2\delta_{ij}-p_ip_j}{n^2(n^2-p^2)}. \quad (41)$$

Les termes non diagonaux de (38) ont tous le facteur $\cos\varphi$, $\sin\varphi$ ou $\sin\omega\cos\varphi$, de sorte que, pour ces termes, l'intégration par rapport à φ donne 0. De plus, les termes diagonaux doivent être égaux, on n'étudiera donc que $\langle E_Z\,E_Z^*\rangle$. Les équations (38) et (41) donnent alors :

$$<E_z E_z^*> = \frac{2Z_0 KTBk^2}{\pi^2} \times \int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{\pi/2} \mathcal{R}\frac{i(n^2 - p^2\cos^2\theta)}{n^2(p^2-n^2)} e^{-k^2\gamma^2p^2} p^2 \,dp \sin\theta \,d\theta. \quad (42)$$

Cette intégrale est calculée en appendice. Il y est démontré que si $k\gamma n$ est très petit l'intégrale donne :

$$<E_z E_z^*> = \frac{4}{3\pi} Z_0 KTBk^2 \mathcal{R}\left[n + \frac{i}{k\gamma\pi^{1/2}}\left(1 - \frac{1}{4k^2\gamma^2 n^2}\right)\right]. \quad (43)$$

Dans le cas particulier où n est réel, le terme en i de (43) est nul. BUDDEN et HUGILL, en 1964, en ont donné une expression exacte dans leur formule n° 24. L'équation (43) est en accord avec l'expression rectifiée de leur formule ([1]). Pour l'espace libre, (43) est en accord avec la formule du rayonnement de Rayleigh-Jeans ; cela a pour cause le fait que, dans l'établissement de (1) par NYQUIST, la fréquence est supposée assez petite pour que la quantification ne soit pas nécessaire.

D'après la symétrie du problème, il est évident que $<E_x E_x^*> = <E_y E_y^*>$ et $<E_x E_y^*> = -<E_x^* E_y>$. Il suffit donc de calculer les trois termes :

$$<E_x E_x^*>, \quad <E_x E_y^*> \text{ et } <E_z E_z^*>.$$

Nous présentons le résultat seulement pour le dernier de ces trois termes :

$$<E_z E_z^*> = \frac{2Z_0 KTBk^2}{\pi^2} \times$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{\pi/2} \mathcal{R}\left[-i\frac{p^4\cos^2\theta - \varepsilon p^2(1+\cos^2\theta) + \varepsilon^2 - \varepsilon^{12}}{(\varepsilon\sin^2\theta + \varepsilon_3\cos^2\theta)(p^2-n_0^2)(p^2-n_x^2)}\right] \times e^{-k^2\gamma^2p^2} p^2 \sin\theta \,dp\,d\theta. \quad (46)$$

L'intégrale par rapport à p peut s'évaluer comme nous le montrons en appendice et contient deux termes respectivement associés aux pôles $\pm n_0$ et $\pm n_x$. Le terme associé à $\pm n_0$ est :

$$<E_z E_z^*>_0 = \frac{2Z_0 KTBk^2}{\pi}\int_0^{\pi/2} \mathcal{R}\left[(n_x^2 - n_0^2)(\varepsilon\sin^2\theta + \varepsilon_3\cos^2\theta)\right]^{-1} \cdot \left[n_0\{n_0^4\cos^2\theta - \varepsilon n_0^2(1+\cos^2\theta) + \varepsilon^2 - \varepsilon'^2\}F_0 + i\left\{\frac{\cos^2\theta}{2k^3\gamma^3} + \frac{n_0^2\cos^2\theta - \varepsilon(1+\cos^2\theta)}{k\gamma}\right\}\right]\sin\theta\,d\theta \quad (47)$$

où : $$F_0 = e^{-k^2\gamma^2 n^2 o}\operatorname{erfc}(ik\gamma n_0). \quad (48)$$

Pour $k\gamma n$ très petit, F_0 est voisin de l'unité et son multiplicateur dans (47) a alors pour valeur ce qu'on obtiendrait si le contour d'intégration dans le plan complexe de p pouvait être refermé par un demi-cercle de grand rayon au-dessus de l'axe réel. Ce facteur est $2\pi i$ fois le résidu du pôle à $-n_0$. Pour un milieu sans pertes, le second terme de (47) est imaginaire pur et donne zéro puisqu'on en prend la partie réelle ; il peut cependant être important dans le cas d'un milieu dissipatif.

D'après les formules de la théorie magnétoionique, l'intégrant de (47) peut s'exprimer à l'aide de $\rho(\theta)$ et $\Gamma(\theta)$, fonctions qui déterminent respectivement la polarisation et la composante de champ électrique parallèle à la normale d'onde pour une onde plane dont la normale fait l'angle θ avec B_0. [BUDDEN, 1961, ch. 5, et BUDDEN et HUGILL, 1964]. Pour un milieu sans pertes et avec $F_0 \simeq 1$ nous avons le résultat suivant :

7. Milieu magnétoionique sans dispersion spatiale

Dans de nombreux cas, on peut négliger l'effet de la température des électrons sur la propagation des ondes radioélectriques dans l'ionosphère. Le milieu est alors décrit par les formules de la théorie magnétoionique classique [APPLETON, 1932]. La susceptibilité est

$$M_{ij} = -\frac{X}{U^2(U^2-Y^2)}\begin{bmatrix} U^2 & -iYU & 0 \\ iYU & U^2 & 0 \\ 0 & 0 & U^2 - Y^2 \end{bmatrix} \quad (44)$$

[BUDDEN, 1961 (3.24) avec : $l = m = 0$, $n = 1$]. On en déduit Z_{ij} par l'équation (21). On peut alors montrer [MITTRA et DESCHAMPS, 1963] que :

$$D(Z) = (\varepsilon\sin^2\theta + \varepsilon_3\cos^2\theta)(p^2 - n_0^2)(p^2 - n_x^2) \quad (45)$$

où n_0 et n_x sont les deux indices de réfraction donnés par la formule d'Appleton-Hartree, respectivement pour l'onde ordinaire et pour l'onde extraordinaire, la normale d'onde faisant l'angle θ avec le champ B_0. Alors les pôles de l'intégrant sont $p = \pm n_0, \pm n_x$. n_0 et n_x ont tous deux une partie imaginaire négative, de sorte que les deux pôles n_0 et n_x sont au-dessous de l'axe réel des p, les deux autres étant au-dessus de cet axe. On peut montrer, de plus, que les éléments d'indices xz, yz, zx et zy de Z^{-2} ont sin φ ou cos φ en facteur, l'intégration en φ de (38) donne zéro, ces éléments sont donc nuls.

([1]) Dans l'article de BUDDEN et HUGILL on doit faire la correction suivante :

— ajouter un signe moins devant le membre de droite de la deuxième équation (62).

$$<E_z E_z^*> = \frac{4Z_0 KTBk^2}{\pi} \times$$

$$\int_0^{\pi/2} \mathcal{R} \frac{n_0}{1-\rho^2} (\Gamma \cos\theta - \sin\theta)^2 \sin\theta \, d\theta. \quad (49)$$

BUDDEN et HUGILL [1964 équation (59)], ont trouvé une formule analogue pour le signal cosmique dans l'ionosphère, en supposant que le ciel a une température de brillance uniforme T. Si l'ionosphère est aussi à la température T, elle est en équilibre thermique avec le ciel, de sorte que les formules de BUDDEN et HUGILL donnent aussi le champ de bruit thermique dans l'ionosphère à la température T. Ils ont supposé l'ionosphère sans pertes, alors ρ est imaginaire pur et $-\rho^2 < |\rho|^2$. Si l'on opère ce changement dans (48), on obtient un résultat identique à celui de la formule de BUDDEN et HUGILL.

Ces auteurs n'ont étudié que les fréquences et les parties de l'ionosphère correspondant à une possibilité de propagation d'ondes en provenance de l'extérieur de la terre ; leurs figures 4 à 9 montrent le comportement du bruit thermique dans ces conditions ; l'indice de réfraction pour une ionosphère sans pertes est réel et fini pour tous les angles θ, variant de manière continue de 1, à l'extérieur de l'ionosphère, à zéro à l'altitude où $X = 1$ (mode ordinaire) ou $X = 1 + Y$ (mode extraordinaire). Mais dans d'autres domaines, pour une ionosphère sans pertes, n peut être infini pour certains angles θ ; tel est le cas quand $Y < 1$, $1 - Y^2 < X < 1 + Y$ pour le mode Z (onde extraordinaire), et quand $X > 1$, $Y > 1$ pour le mode siffleur (onde ordinaire). Les formules de BUDDEN et HUGILL, modifiées comme indiqué plus haut, ont été utilisées pour calculer $<E_x E_x^*>$ et $<E_z E_z^*>$ dans certains de ces cas et pour différentes valeurs de la fréquence de collisions. Quand ν tend vers zéro, on trouve que certains résultats deviennent négatifs. On peut, d'ailleurs, montrer analytiquement dans ces cas simples que le résultat devient bien négatif. Cela signifie que la théorie est en défaut quand il existe un angle θ réel pour lequel l'indice est infini.

Cela s'explique parce que, dans ces conditions, il n'est pas permis de ne pas tenir compte de la dispersion spatiale. Quand on en tient compte, il y a une onde de plasma en plus des ondes ordinaire et extraordinaire. L'indice de réfraction n_p de l'onde de plasma est très grand. Si n_0 ou n_x devient aussi très grand, les propriétés de l'onde correspondante deviennent voisines de celles de l'onde de plasma et on dit que les deux ondes sont « fortement couplées ». Par exemple, pour le mode Z, si $1 - Y^2 < X < 1$, on trouve n_x réel pour $\theta = \pi/2$. Si θ diminue, n_x croît et, au voisinage de la valeur $\theta = \theta_c$ pour laquelle l'indice deviendrait infini selon la formule d'Appleton-Hartree, l'onde se transforme progressivement en une onde de plasma [GINZBENG, 1964, ch. 12']. Si θ décroît davantage, n_p reste réel et élevé. Par conséquent nous devons utiliser n_x pour $\pi/2 \geqslant \theta > \theta_c$ et n_p pour $\theta_c > \theta \geqslant 0$. Dans cet exemple, l'utilisation de n_x pour tout le domaine de variation amènerait une discontinuité dans l'intégrant.

L'effet de la température dans l'ionosphère est

(*a*) de produire le bruit thermique et

(*b*) d'introduire de la dispersion spatiale.

Nous en concluons qu'ilest impossible d'introduire l'un de ces effets sans tenir compte de l'autre.

8. Etude en incluant la dispersion spatiale

Une manière simple d'introduire la dispersion spatiale dans la théorie magnétoionique est de considérer que les électrons forment un gaz parfait à la température T et d'introduire le concept de pression du gaz d'électrons. C'est ce qu'on appelle parfois la méthode « acoustique ». Elle implique des approximations, mais elle conduit à de nombreux résultats qu'on peut établir par une méthode cinétique plus rigoureuse, basée sur l'équation de Boltzmann. Les deux méthodes sont exposées par GINZBURG (1964). Nous nous bornons ici à résumer les résultats.

Prenons des axes cartésiens ξ, η, ζ, avec ζ parallèle à la normale d'onde et η perpendiculaire au champ magnétique terrestre, et soient l_1, 0, l_3 les cosinus directeurs de Y. On peut alors montrer que :

$$(M^{-1})_{ij} = -\frac{1}{X} \begin{bmatrix} U & iYl_3 & 0 \\ -iYl_3 & U & iYl_1 \\ 0 & -iYl_1 & U - \beta^2 p^2 \end{bmatrix} \quad (50)$$

où : $$\beta^2 = 3KT/mc^2 \quad (51)$$

[voir par ex. BUDDEN, 1964 équation (1.53)].

Le terme qui introduit la dispersion spatiale est β^2. Dans l'ionosphère β^2 est très petit (de l'ordre de 10^{-7}) mais néanmoins important. Avec nos nouveaux axes :

$$\Gamma_{ij} = \begin{bmatrix} 1-p^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1-p^2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (52)$$

Or, d'après l'équation (21) sans indices, on a :

$$Z^{-1} = M^{-1}(1 + \Gamma M^{-1})^{-1} \quad (53)$$

et d'après (50) et (52) :

$$1 + \Gamma M^{-1} =$$

$$\frac{1}{X} \begin{bmatrix} X - U(1-p^2) & -iYl_3(1-p^2) & 0 \\ iYl_3(1-p^2) & X - U(1-p^2) & -iYl_1(1-p^2) \\ 0 & iYl_1 & X - U + \beta^2 p^2 \end{bmatrix} \quad (54)$$

On peut montrer que :

$$D(1+\Gamma M^{-1}) = \Delta = \beta^2(U^2-l_3^2Y^2)(p^2-n_0^2)(p^2-n_x^2)(p^2-n_p^2). \quad (55)$$

C'est une fonction du troisième degré de p^2; elle a été développée par BUDDEN, [1964, équation (1.58)], où n est écrit au lieu de p. On peut évaluer alors (53) et repasser au repère initial x, y, z. Le résultat est noté :

$$(Z^{-1})_{ij} = \Delta^{-1}S_{ij} \quad (56)$$

Comme plus haut on peut voir que S_{xz}, S_{yz}, S_{zx}, S_{zy} ne contiennent que des puissances impaires de cos φ, sin φ, et donnent par conséquent zéro quand on y effectue l'intégration en φ de (38).

Comme dans la section 7, nous ne donnons les résultats que pour $<E_zE_z^*>$, afin de les comparer à (46) et (47). On peut montrer que :

$$S_{zz} = U\cos^2\theta(U^2-Y^2)p^4 + U(1+\cos^2\theta)\{Y^2-U(U-X)\}p^2 + U\{(U-X)^2-Y^2\}$$
$$+\beta^2p^2\left[\cos^2\theta(Y^2\cos^2\theta-U^2)p^4+\{U^2(1+\cos^2\theta)-2UX\cos^2\theta-Y^2(1+\cos^2\theta)\}p^2+Y^2\cos^2\theta-(U-X)(U-X\cos^2\theta)\right]$$

fonction du troisième degré en p^2 indépendante de φ.

Alors, l'équation (38) donne :

$$<E_zE_z^*> = \frac{2Z_0KTBk^2}{\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{\pi/2}\Re\left[\frac{-iS_{zz}}{\Delta}\right]e^{-k^2p^2\gamma^2}p^2\sin\theta\,dp\,d\theta. \quad (58)$$

On peut évaluer l'intégrale en p par la méthode de l'appendice; elle contient trois termes respectivement associés aux pôles $\pm n_0$, $\pm n_x$ et $\pm n_p$. Chaque terme est de la même forme que (47), c'est-à-dire contient deux termes ayant en facteur respectivement F et i. Le terme avec i en facteur est nul dans un milieu sans pertes. Pour $k\gamma n$ très petit, F est voisin de 1 et son multiplicateur est $2\pi i$ fois le résidu au pôle $p = -n$. Cela sera en général vérifié pour les pôles $-n_0$ et $-n_x$ mais n_p est beaucoup plus grand, de l'ordre de β^{-1}, de sorte que $k\gamma n_p$ peut ne pas être petit; cela signifie que, dans l'ionosphère, la longueur d'onde de l'onde de plasma est assez petite pour être du même ordre que la distance de corrélation γ des sources de courant de bruit, ou même inférieure à cette distance. Cela peut avoir pour effet de réduite le bruit en onde de plasma.

9. Quelques cas particuliers

Soit un plasma isotrope ($Y = 0$), mais avec dispersion spatiale. Les ondes possibles sont alors de deux types, à savoir : (*a*) l'onde électromagnétique, d'indice de réfraction n et de champ électrique perpendiculaire à la normale d'onde; (*b*) l'onde de plasma, d'indice de réfraction n_p et de champ électrique parallèle à la normale d'onde. Ces ondes sont indépendantes et il n'y a pas de transition comme celle qui a été décrite à la fin de la section 7.

Les indices de réfraction sont donnés par :

$$n^2 = 1 - X/U \quad (59)$$

$$n_p^2 = (U-X)/\beta^2. \quad (60)$$

On peut montrer que le facteur S_{zz}/Δ de (58) se réduit à :

$$\frac{2\pi\sin^2\theta}{n^2-p^2} + 2\pi\cos^2\theta\,\frac{U-\beta^2p^2}{\beta^2(n_p^2-p^2)}. \quad (61)$$

On peut faire directement l'intégration par rapport à θ. Celle par rapport à p se fait par la méthode de l'appendice. L'équation (58) donne finalement :

$$<EE^*> = \frac{2}{3\pi}Z_0KTBk^2\Re\left[ne^{-k^2\gamma^2n^2}\operatorname{erfc}(ik\gamma n) + \frac{Xn_p}{2\beta^2}e^{-k^2\gamma^2n_p^2}\operatorname{erfc}(ik\gamma n_p)\right] \quad (62)$$

expression au second membre de laquelle on a omis certains termes imaginaires purs. On peut associer les deux termes du crochet respectivement à l'onde électromagnétique et à l'onde de plasma. (Notons toutefois que cette séparation n'est pas unique; il y a d'autres moyens de mettre (61) sous forme de somme de deux termes, l'un, fonction uniquement de n, et l'autre de n_p). Ces deux termes donnent le rapport de $<EE^*>$ à la valeur qu'aurait cette moyenne en espace libre; nous présentons sur les figures 2 et 3 quelques courbes qui en donnent la variation en fonction de la fréquence.

Quand γ est de l'ordre de 10 cm, le produit $k\gamma n$ relatif à l'onde électromagnétique (fig. 2) est assez petit pour que $e^{-k^2\gamma^2n^2}$ et $erfc(ik\gamma n)$ soient très voisins de 1. La contribution correspondante, par conséquent, est sensiblement indépendante de la distance de corrélation γ. Dans le cas de l'onde de plasma, γ a cependant un effet marqué (fig. 3).

Pour un plasma anisotrope nous nous attendons à ce que, dans (58), la plus grande contribution provienne de l'onde de plasma car n_p est presque toujours beaucoup plus grand que n_0 et n_x. En conséquence il est intéressant d'étudier (58) et l'équation analogue donnant $<E_xE_x^*>$ pour l'onde de plasma

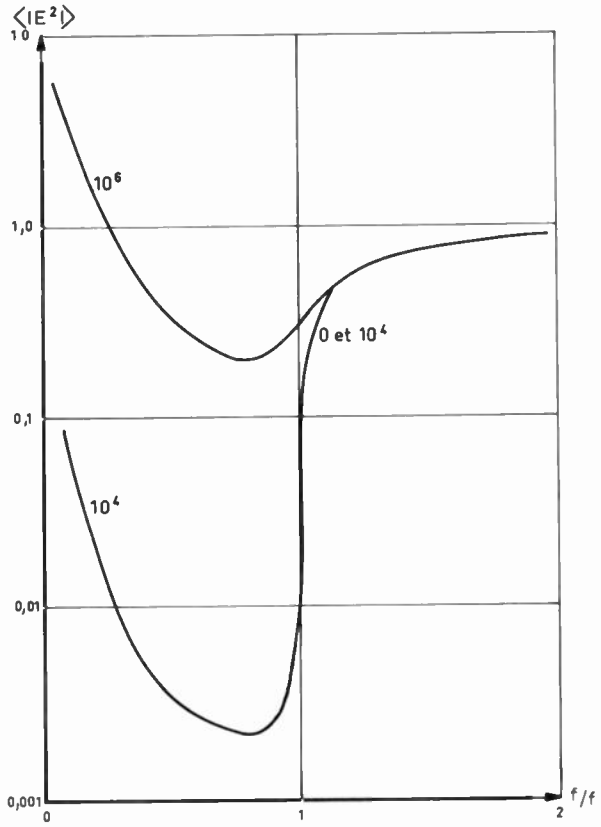


FIG. 2. — Contribution des ondes électromagnétiques à la moyenne quadratique du champ électrique de bruit thermique dans un plasma isotrope, en fonction de la fréquence f. On suppose que la fréquence de plasma est $f_N = 10^6$ Hz. Les nombres portés sur les courbes sont les fréquences de collisions en Hz. La grandeur en ordonnée est le rapport de $< EE^* >$ à la valeur de cette expression en espace libre.

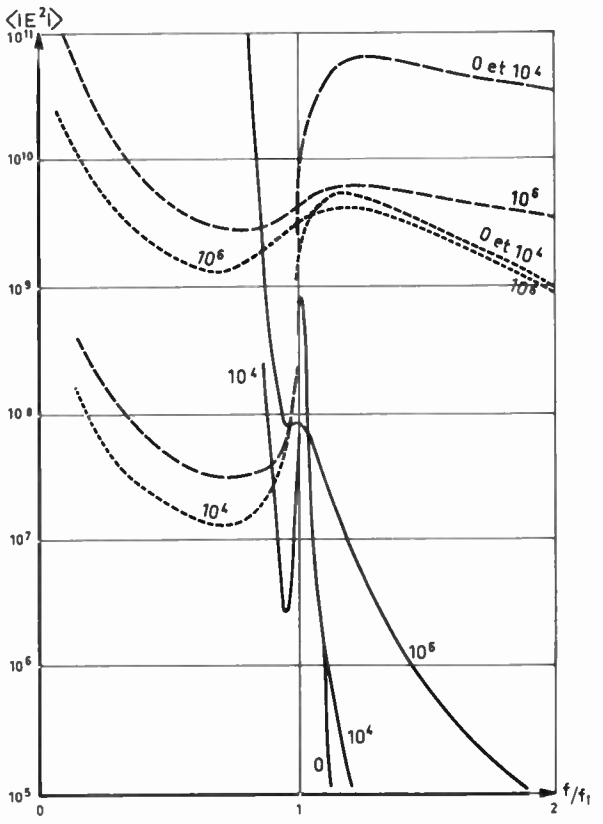


FIG. 3. — Même légende que pour la figure 2, mais il s'agit ici de de la contribution de l'onde de plasma. On suppose $\beta^2 = 10^{-7}$, correspondant à $T = 200$ °K. La distance de corrélation γ est 10 cm pour les courbes en traint plein, 1 cm pour les courbes pointillées, et 0,1 cm pour les courbes tiretées.

seule quand γ est très petit, même si en pratique cela n'est pas réaliste. La contribution est alors simplement $2\pi i$ fois le résidu au pôle $p = -n_p$. L'indice de réfraction n_p est donné par :

$$n_p^2 = \beta^{-2}\left[\frac{U^2(U^2-Y^2)}{U^2-Y^2\cos^2\theta} - X\right] \qquad (63)$$

[GINZBURG, 1964, équation (12.7)], expression qui est une bonne approximation quand n_p est grand, mais qui ne donne pas correctement les zéros de n_p. Au numérateur et au dénominateur du résidu nous n'avons besoin que des puissances les plus élevées du facteur très grand β^{-1}. On peut montrer alors que :

$$<E_zE_z^*>_p \simeq \frac{Z_0KTBk^2X}{8\pi\beta^2}\int_0^{\pi/2} \mathcal{R}n_p \sin^3\theta\,d\theta \qquad (64)$$

$$<E_xE_x^*>_p = <E_yE_y^*>_p$$
$$\simeq \frac{Z_0KTBk^2X}{4\pi\beta^2}\int_0^{\pi/2} \mathcal{R}n_p \cos^2\theta\sin\theta\,d\theta. \qquad (65)$$

Comme $\beta \propto T^{1/2}$ et n_p contient un facteur β^{-1}, ces expressions sont proportionnelles à $T^{-\frac{1}{2}}$ donnant par conséquent un bruit *croissant* quand la température diminue. On ne peut résoudre ce paradoxe en incluant la distance de corrélation γ qui apparaît toujours dans le rapport γ/β. Si la longueur γ est proportionnelle à la longueur de Debye, ou au rayon de Larmor, elle varie comme $T^{1/2}$, donnant un rapport γ/β indépendant de la température. Nous proposons l'idée qu'à basse température les champs de bruit sont assez grands pour que les effets non linéaires soient importants, et qu'alors l'équation de Vlasov linéarisée utilisée pour établir (50) n'est plus valable.

Le comportement des champs de bruit, donné par (64) et (65), est indiqué en fonction de la fréquence sur les figures 3 et 4, dans deux cas particuliers.

Conclusions

Dans cet article sont données des formules permettant de calculer le champ de bruit thermique dans un milieu magnétoionique en équilibre thermique. Une étude numérique de ces formules est en cours, et nous espérons pouvoir présenter à l'avenir des résultats numériques plus complets. Nous n'avons étudié ici que les champs électriques, mais il est facile d'étendre la méthode aux champs magnétiques et aux déplacements électriques. Les champs magnétiques ont déjà été étudiés dans des cas particuliers par BUDDEN et HUGILL (1964).

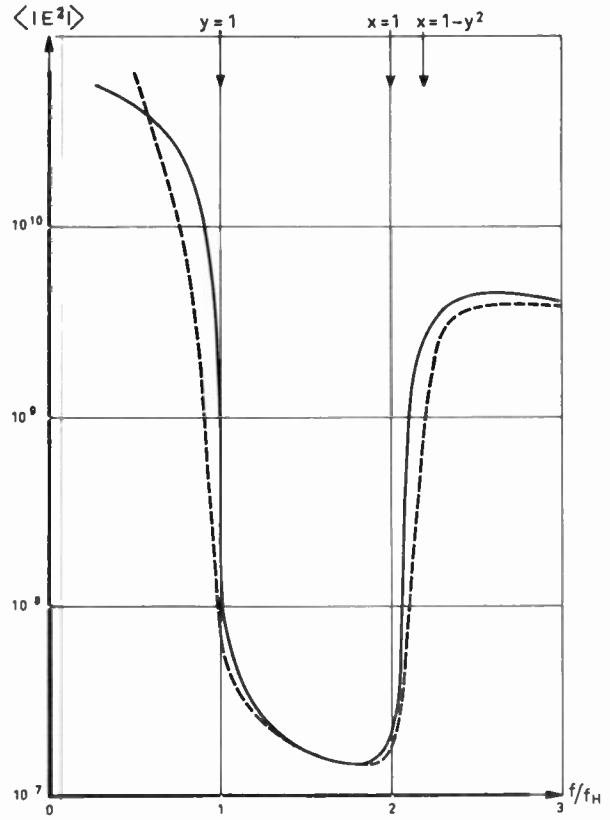


FIG. 4. — Contribution des ondes de plasma à la moyenne quadratique du champ électrique de bruit thermique dans un plasma anisotrope. La courbe en trait plein est relative à la composante E_z parallèle au champ magnétique terrestre (équation (64)), et la courbe tiretée est relative à la composante normale E_x (équation (65)). En abscisse est porté le rapport de la fréquence d'observation à la gyrofréquence f_H. Dans cet exemple, nous avons pris $f_N/f_H = 2$, $\nu/f_H = 0{,}01$ et $\beta^2 = 10^{-7}$.

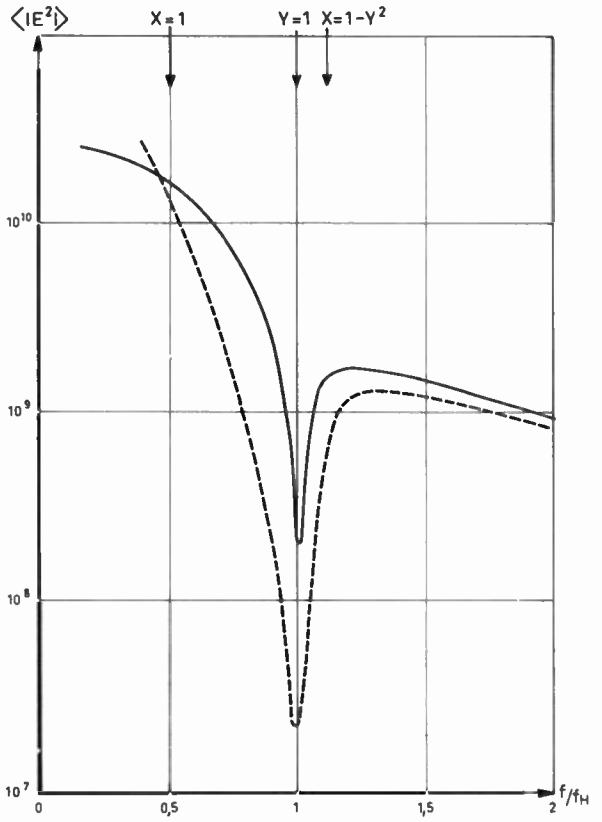


FIG. 5. — Mêmes courbes que figure 4, mais avec $f_N/f_H = 0{,}5$.

APPENDICE

Évaluation de quelques intégrales

L'intégrale en p de (42) peut s'exprimer comme somme de deux intégrales de la forme

$$I_N = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{p^N}{p^2 - n^2} e^{-k^2\gamma^2 p^2} dp \qquad (A1)$$

où l'entier N vaut 2 ou 4 et où la partie imaginaire de n est négative. DOUGHERTY et FARLEY (1960, appendice A) ont évalué des intégrales analogues. Nous utilisons ici une méthode semblable à la leur, avec toutefois de petites différences dans la manière d'exprimer le résultat.

Comme $p^4 = p^2(p^2 - n^2) + n^2 p^2$, nous avons :

$$I_4 = \int_{-\infty}^{\infty} p^2 e^{-k^2\gamma^2 p^2} dp + n^2 I_2 = \frac{\pi^{1/2}}{2(k\gamma)^3} + n^2 I_2 \qquad (A2)$$

et

$$I_2 = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-k^2\gamma^2 p^2} dp + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n^2}{p^2 - n^2} e^{-k^2\gamma^2 p^2} dp. \qquad (A3)$$

Or : $$\frac{1}{p^2 - n^2} = \frac{1}{2n}\left(\frac{1}{p-n} - \frac{1}{p+n}\right)$$

$$= -\frac{i}{2n}\int_0^{\infty} e^{-iu(p-n)} du - \frac{i}{2n}\int_{-\infty}^{0} e^{iu(p+n)} du \qquad (A4)$$

La contribution de la première intégrale de (A4) au second terme de (A3) est :

$$-\frac{1}{2} i n e^{-k^2\gamma^2 n^2} \int_0^{\infty}\int_{-\infty}^{0} \exp\left[-\left(k\gamma p - \frac{in}{2k\gamma}\right)^2 - \left(\frac{u}{2k\gamma} + ik\gamma n\right)^2\right] du\, dp. \qquad (A5)$$

Posons : $k\gamma p - iu/2k\gamma = s$; $u/2k\gamma + ik\gamma n = q$ (A6)

Alors (A5) s'écrit :

$$-ine^{-k^2\gamma^2 n^2} \int_{ik\gamma n}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-s^2 - q^2} dq\, ds$$

$$= -\frac{i\pi}{2} n e^{-k^2\gamma^2 n^2} \frac{2}{\pi^{1/2}} \int_{ik\gamma n}^{\infty} e^{-q^2} dq$$

$$= -\frac{i\pi}{2} n e^{-k^2\gamma^2 n^2} erfc(ik\gamma n) \qquad (A7)$$

où *erfc* dénote le complément de la fonction d'erreur.

On peut montrer que la contribution de la deuxième intégrale de (A4) est la même. Par conséquent (A3) s'écrit :

$$I_2 = \frac{\pi^{1/2}}{k\gamma} - \pi i n e^{-k^2\gamma^2 n^2} erfc(ik\gamma n) \qquad (A8)$$

et (A2) :

$$I_4 = \frac{\pi^{1/2}}{k\gamma}\left(\frac{1}{2k^2\gamma^2} + n^2\right) - \pi i n^3 e^{-k^2\gamma^2 n^2} \operatorname{erfc}(ik\gamma n). \qquad (A9)$$

Quand $k\gamma n$ est très petit, la fonction *erfc* est voisine de l'unité, et on obtient dans ce cas, comme dernier terme de (A8) ou de (A9), le résultat qu'on obtiendrait si on pouvait évaluer (A1) en refermant le contour d'intégration par un demi-cercle de grand rayon, au-dessus ou au-dessous de l'axe réel.

En appliquant les résultats (A8) et (A9) à l'intégrale (42) nous obtenons :

$$\langle E_z E_z^* \rangle = \frac{2Z_0 KTBk^2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \Re\left[n \sin^2\theta\, e^{-k^2\gamma^2 n^2} erfc(ik\gamma n) + i(n^2 k\gamma)^{-1}\pi^{1/2}\left(n^2 \sin^2\theta - \frac{\cos^2\theta}{2k^2\gamma^2}\right)\right] \sin\theta\, d\theta. \qquad (A10)$$

Si $k\gamma n$ est très petit, l'exponentielle et la fonction *erfc* sont voisines de l'unité, alors :

$$\langle E_z E_z^* \rangle \simeq \frac{4}{3\pi} Z_0 KTBk^2 \Re\left[n + \frac{i^p}{k\gamma\pi^{1/2}}\left(1 - \frac{1}{4k^2\gamma^2 n^2}\right)\right] \qquad (A11)$$

formule utilisée dans la section (6).

Les intégrales de (46) et (58) sont du même type que (A1) mais contiennent au dénominateur des facteurs supplémentaires $(p^2 - n_i^2)$. A l'aide d'un développement de fraction en éléments simples, elles peuvent cependant être mises sous forme de sommes d'intégrales semblables à (A1). Par conséquent chaque valeur de n_i apporte une contribution analogue à (A10) ; on a $i = o$, x et p respectivement pour les ondes ordinaire, extraordinaire et de plasma. Dans le cas limite d'un milieu sans pertes, le second terme est toujours imaginaire pur car les trois valeurs de n_i^2 sont réelles. Ce terme apporte donc une contribution nulle. L'autre terme contient les fonctions exponentielle et *erfc* qui sont voisines de 1 pour $k\gamma n_i$ petit. Ce terme est simplement $2\pi i$ fois le résidu au pôle $p = -n_i$.

BIBLIOGRAPHIE

APPLETON E.V., 1932. *J. Instn. Elect. Engrs.* **71**, 642.

BUDDEN K.G., 1961. Radio Waves in the Ionosphere, Cambridge University Press.

BUDDEN K.G., 1964. Lectures on Magnetoionic Theory. Blackie, London.

BUDDEN K.G. and HUGILL J., 1964. *Proc. Roy. Soc.* A **277**, 365.

CALLEN H.B. and WELTON T.A., 1951. *Phys. Rev.* **83**, 34.

CALLEN H.B. and GREENE R.F., 1952. *Phys. Rev.* **86**, 702.

CALLEN H.B., BARASCH M.L. and JACKSON J.L., 1952. *Phys. Rev.* **88**, 1382.

DOUGHERTY J.P. and FARLEY D.T., 1960. *Proc. Roy. Soc.* A **259**, 79.

GINZBURG V.L., 1964. Propagation of electromagnetic waves in plasma. (Eng. Trans.) Pergamon Press, Oxford.

GREENE R.F. and CALLEN H.B., 1951. *Phys. Rev.* **83**, 1231.

HARVEY C.C., 1965. *Annales d'Astrophys.* **28**, 248.

LANDAU L.D. and LIFSHITZ E.M., 1958. Statistical Physics (Eng. Trans.) Pergamon Press, Oxford.

LANDAU L.D. and LIFSHITZ E.M., 1960. Electrodynamics of Continuous Media (Eng. Trans.) Pergamon Press, Oxford.

LORENTZ H.A., 1952. Theory of Electrons (reprinting of 2nd ed. 1915). Dover Publications, New York.

MITTRA R. and DESCHAMPS G.A., 1963. Electromagnetic Theory and Antennas, Part I p. 495. Ed. E.C. Jordan, Pergamon Press, Oxford.

NYQUIST H., 1928. *Phys. Rev.* **32**, 110.

RATCLIFFE J.A., 1959. Magnetoionic Theory, Cambridge University Press.

RYTOV S.M., 1959. Theory of Electric Fluctuations and Thermal Radiation (Eng. Trans.) Electronics Research Directorate, U.S. Air Force.

ANTENNES MÉTALLIQUES DIPOLES CYLINDRIQUES ET TRONCONIQUES POUR LA RÉCEPTION D'ONDES T.B.F.

Théorie de leur comportement dans l'ionosphère

PAR

G. DRIANCOURT

Centre National d'Etudes des Télécommunications,
Département Télécommande

1. Introduction

Pour étudier le comportement d'une antenne de réception destinée à la mesure précise des champs électriques T.B.F. dans l'ionosphère, la quantité qu'il importe le plus de connaître est le rapport entre la tension V_i que présente l'antenne à l'entrée du récepteur et le champ électrique dans le milieu.

A très basses fréquences, le plasma ionosphérique influe fortement sur le comportement de l'antenne, de sorte que celui-ci est beaucoup moins simple qu'en espace libre. Toutefois, dans le cas d'une antenne de réception, les tensions induites par le champ électrique de l'onde sont faibles devant l'énergie thermique des électrons du plasma, prise en électron-volts ; son comportement peut donc être considéré comme étant linéaire. Le rapport entre la tension V qui apparaît aux bornes de l'antenne en circuit ouvert, et la composante $E_{\|}$ du champ électrique parallèle à l'axe de l'antenne est alors indépendant de $E_{\|}$; c'est la longueur effective L de l'antenne.

Or, lorsque l'antenne est connectée au circuit d'entrée du récepteur, il se produit une certaine chute de tension ainsi que le montre la figure 1 :

Dans ces conditions, la tension qui se présente à l'entrée du récepteur, et que l'on mesure à sa sortie, après amplification, est :

$$V_i = \frac{Z_i}{Z+Z_i} \cdot V = \frac{Z_i}{Z+Z_i} \cdot LE_{\|} \qquad (1)$$

où Z est l'impédance de l'antenne et Z_i l'impédance d'entrée du récepteur [1].

On s'aperçoit que le rapport entre V_i et $E_{\|}$ dépend de deux quantités qui risquent de varier : ce sont l'impédance de l'antenne et sa longueur effective. Ces deux quantités caractérisent le comportement de l'antenne.

L'impédance est essentiellement celle des gaines d'ions qui se forment dans le plasma autour des bras d'antenne. En réalité, elle est la somme de trois impédances en série ; les impédances entre chacun des deux bras et le plasma à travers leurs gaines d'ions respectives, et l'impédance entre les surfaces des deux gaines d'ions à travers le plasma. Toutefois, on peut montrer qu'à T.B.F. cette troisième impédance totale Z dépend essentiellement de l'état des gaines d'ions autour des bras [2].

Les variations éventuelles de l'impédance de l'antenne n'ont pas de conséquences sensibles. En effet, l'impédance d'entrée Z_i est fixe et connue, et l'impédance Z de l'antenne, quoique variable, peut être mesurée. Ainsi, en utilisant l'équation (1), on peut tenir compte de l'atténuation que provoque le diviseur de tension constitué par ces deux impédances en

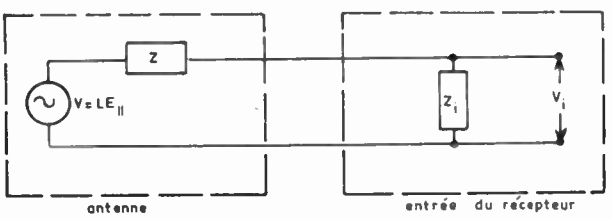


FIG. 1.

série. On peut, de plus, rendre cette atténuation négligeable, en augmentant suffisamment Z_t. Dans ces conditions, l'équation (1) se réduit à :

$$V_t \simeq L\,E_{\parallel} \quad (Z_t \gg Z) \tag{2}$$

Il reste la question de la longueur effective. Contrairement à l'impédance, cette quantité ne peut être mesurée directement. Il est donc important de la connaître et de l'empêcher de varier.

Les antennes sont composées de deux bras identiques dont les longueurs effectives s'ajoutent ainsi que les impédances : $L = L_1 + L_2$; $Z = Z_1 + Z_2$. Les comportements des deux bras sont analogues. Il suffit donc d'étudier le comportement de chaque bras individuellement et puis d'ajouter les résultats obtenus. Ainsi, dans l'étude ci-dessous, on considérera le comportement d'un bras unique.

On a effectué cette étude pour deux types d'antennes : un dipole à bras cylindriques, dont la section est constante (type d'antenne en ruban extensible) ; un dipôle à bras tronconiques, dont la section décroît en fonction de la distance du point milieu de l'antenne (type d'antenne à brins télescopiques). On suppose ces antennes montées sur un véhicule spatial, fusée ou satellite, doué d'une rotation ainsi que d'un mouvement de translation à travers le milieu.

2. Position générale du problème

Le cylindre est un cas particulier du cône. Il est donc possible de ne considérer que celui-ci et de ne faire la distinction entre les deux types d'antennes qu'au moment de l'étude de leurs particularités.

2.1. Géométrie des antennes

Les conditions géométriques sont indiquées sur la figure 2 :

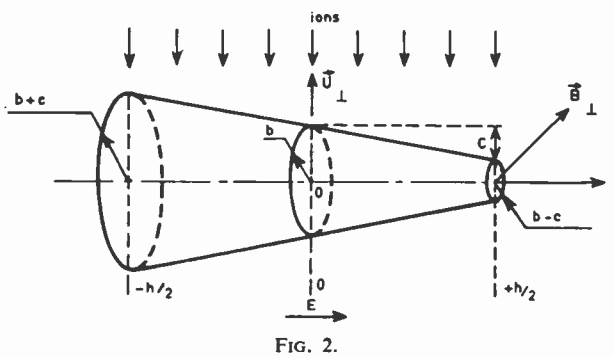


Fig. 2.

b est le rayon de la section droite du bras prise en son point milieu.

c est l'écart entre les rayons des sections droites du bras à chaque extrémité et celui de la section droite au point milieu.

ρ est le rayon de la section droite en un point quelconque du bras.

h est la longueur du bras d'antenne.

$\overrightarrow{O\xi}$ est l'axe des distances le long du bras confondu avec l'axe géométrique du bras et orienté vers l'extrémité la plus mince. L'origine O des coordonnées est au point milieu.

Dans le cas d'un cylindre, le rayon ρ est égal à b quel que soit ξ.

2.2. Conditions physiques

L'antenne dipôle ayant une longueur géométrique très inférieure à la longueur d'onde dans le milieu, le champ électrique T.B.F. aux alentours peut être considéré comme quasi statique, donc dérivable d'un potentiel scalaire. D'autre part, sous les conditions « quasi longitudinales » habituelles, le champ électrique est perpendiculaire au champ magnétique terrestre ; les lignes de force de celui-ci sont alors contenues par les surfaces équipotentielles du champ électrique de l'onde [1]. Enfin, compte tenu du fait que l'impédance du milieu est petite devant celle de la gaine d'ions, le potentiel T.B.F. pris par un bras d'antenne en circuit ouvert dépend de la répartition le long du bras de l'impédance de la gaine d'ions par unité de longueur.

Ainsi l'étude de la longueur effective nécessite surtout de considérer l'état de la gaine d'ions en fonction de la distance le long du bras.

Il y a trois facteurs principaux qui influent sur l'état de la gaine : les conditions ionosphériques, le mouvement du véhicule qui porte l'antenne, et le champ magnétique terrestre. A titre d'exemple, nous considérerons ces trois facteurs dans le cas particulier d'une antenne sur un satellite ayant une orbite polaire à l'altitude constante de 800 km.

Les conditions ionosphériques utiles sont la densité et la température des électrons, celles-ci sont respectivement de 10^{+4}cm^{-3} et 1 600 °K en moyenne à 800 km. La densité des ions positifs est supposée égale à celle des électrons, et il n'est pas nécessaire de connaître leur température car leur vitesse moyenne d'agitation thermique est négligeable devant la vitesse du satellite.

La vitesse orbitale u d'un satellite ayant une orbite circulaire à 800 km d'altitude est de 8 km/s.

A cette même altitude, l'induction du champ magnétique terrestre B_0 varie de $0{,}24 \cdot 10^{-4}$ Teslas à l'équateur à $0{,}48 \cdot 10^{-4}$ Teslas au pôle. Or, à cause du mouvement orbital à travers les lignes de force du champ magnétique, il y a un champ électrique induit dans les bras d'antennes :

$$\vec{E}_0 = \vec{u}_\perp \wedge \vec{B}_\perp \tag{3}$$

Au maximum, c'est-à-dire quand le satellite est au-dessus du pôle magnétique, où $\vec{B}_0$ est vertical, ce qui implique $\vec{u}$ perpendiculaire à $\vec{B}_0$, le champ électrique E_0 est de l'ordre de 0,38 $\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$.

3. Gaine d'ions autour d'un bras

L'étude des propriétés de la gaine d'ions qui entoure un bras comporte deux étapes :

— étude de l'équilibre électrique du bras,

— étude de la forme de la surface externe de la gaine d'ions.

Pour cette étude, le trièdre de référence sera fixe dans le plasma, et le potentiel du plasma extérieur à la gaine d'ions sera pris comme potentiel de référence, c'est-à-dire qu'on le prendra comme nul.

Les bras étant électriquement isolés l'un par rapport à l'autre et par rapport au corps du véhicule, il s'établit un équilibre électrique entre chaque bras et l'ionosphère, qui a pour effet de porter chaque point de l'antenne à un certain potentiel par rapport au plasma, potentiel qu'il importe de connaître. Pour cela, il suffit de calculer le potentiel en un seul point, car on en connaît le gradient le long du bras. Le choix se portera sur le calcul du potentiel au point milieu de l'antenne qui est aussi l'origine des abscisses. Ce potentiel est négatif et on l'appellera $-V_1$. En raison de l'effet d'induction, le gradient de potentiel le long du bras est $-E$, où E est la projection du champ $\vec{E_0}$ sur $\vec{O\xi}$; la valeur de E dépend donc de l'orientation du bras, celle-ci variera dans le temps en raison de la rotation du véhicule sur lui-même. Le potentiel en un point du bras est alors $-(V_1+E\xi)$; aux extrémités, il est donc :

$$-\left(V_1+E\frac{h}{2}\right) \quad \text{et} \quad -\left(V_1-E\frac{h}{2}\right).$$

L'équilibre électrique précité se traduit par l'égalité des flux d'ions positifs et d'électrons recueillis par l'antenne. Ces flux ont été calculés précédemment [2] pour une antenne cylindrique recouverte d'une couche d'isolant, donc pour laquelle le potentiel de la surface externe est uniforme, le champ induit n'ayant aucune influence sur l'isolant. Le courant ionique est alors :

$$I_i = \frac{1}{4} S_g n e \bar{v}_i \Delta \tag{4}$$

S_g étant la surface externe de la gaine d'ions,

$\bar{v}_i$ la vitesse moyenne d'agitation thermique des ions,

Δ est une fonction de $\bar{v}_i$ et de u.

Dans le cas $u \gg \bar{v}_i$, l'équation se réduit à :

$$I_i = s_g n e u \tag{5}$$

s_g étant la projection de S_g sur un plan perpendiculaire à u.

Le courant électronique, calculé à partir de la statistique de Boltzmann, est :

$$I_e = I_{e_0} \exp\left(-\frac{eV_0}{kT}\right) \tag{6}$$

$-V_0$ potentiel de l'antenne,

I_{e_0} est le courant de saturation électronique qui est égal à $1/4\ S n e \bar{v}_e$ où S est la surface de l'antenne et $\bar{v}_e$ la vitesse d'agitation thermique des électrons.

Pour étudier la forme de la surface de gaine d'ions, il est nécessaire de connaître le rayon de gaine en chaque point. On montre [3] qu'au point M d'abscisse ξ quelconque de l'axe de l'antenne, ce rayon est lié à ξ par la relation :

$$4\lambda^2\left(\eta_1+U\cdot\frac{2\xi}{h}\right)=(\rho^2-\rho_1^2)+2\rho_1^2\ln\frac{\rho_1}{\rho} \tag{7}$$

avec :

$$\eta_1=\frac{eV_1}{kT} \quad \text{et} \quad U=\frac{eE}{kT}\cdot\frac{h}{2}$$

λ longueur de Debye,

e valeur absolue de la charge de l'électron,

k constante de Boltzmann,

T température électronique,

ρ_1 rayon de la gaine d'ions au point considéré.

D'autre part, l'équilibre électrique des courants donne le potentiel V_1 de l'antenne en fonction de U pour $U < \eta_1$, c'est-à-dire pour $E\frac{h}{2} < V_1$:

$$\eta_1+\ln\frac{b_1}{b}=\eta_0+\ln\frac{b_0}{b}+\ln\left[\frac{\mathrm{sh}\ (U)}{U}\right] \tag{8}$$

avec :

$$\eta_0=\frac{eV_0}{kT}$$

b_0 est le rayon de gaine d'ions correspondant à V_0,

b_1 est le rayon de gaine d'ions correspondant à V_1, (c'est le rayon de cette gaine au point milieu O).

On montre alors que la surface externe de la gaine d'ions a sa concavité dirigée vers l'extérieur (fig. 4),

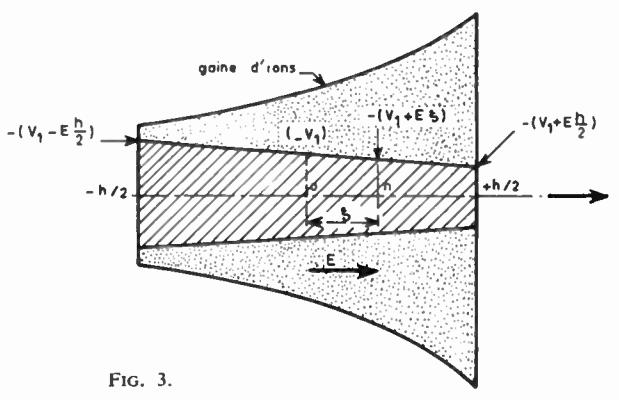


FIG. 3.

au moins tant que l'angle au sommet du cône est petit comme on l'a supposé [3].

Les équations (4) et (5) déterminent le potentiel et le rayon de gaine en chaque point.

Dans les conditions ionosphériques de la section précédente et pour une longueur de bras de 20 m, on a :

$$U \simeq 25 \qquad \eta_1 \simeq 30 \qquad V_1 \simeq 4 \text{ volts},$$

tandis que pour une longueur de bras de 2 m, on a :

$$U \simeq 3 \qquad \eta_1 \simeq 7 \qquad V_1 \simeq 1 \text{ volts}.$$

4. Admittance et longueur effective d'un bras

4.1. Admittance d'un élément de longueur d'antenne

Pour simplifier le calcul de l'admittance, on suppose que chaque élément de longueur de gaine d'ions correspondant à un élément de longueur $d\xi$ de l'antenne est cylindrique et coaxial à cet élément. Donc seul le rayon de cet élément de gaine d'ions variera d'un élément d'antenne à l'autre. L'admittance y par unité de longueur de l'élément d'antenne dont le potentiel est $-(V_1+E\xi)$ est alors le même que celle d'une antenne semblable portée uniformément, en l'absence de champ magnétique, à ce même potentiel sur toute sa longueur. L'admittance d'une telle antenne a été calculée précédemment [2] : elle est équivalente à celle d'une capacité et d'une résistance de fuite montée en parallèle. La capacité est celle d'un condensateur cylindrique dont les éléments sont d'une part la surface du bras d'antenne, d'autre part la surface externe de la gaine d'ions. La résistance est donnée par la formule :

$$R = \frac{kT}{eI_e}. \tag{9}$$

4.2. Admittance et longueur effective totale d'un bras

L'admittance totale d'un bras d'antenne est :

$$Y = \int_{-h/2}^{+h/2} y \, d\xi. \tag{10}$$

Il convient de l'exprimer sous la forme :

$$Y = G + jS. \tag{11}$$

Le centre électrique d'un bras d'antenne cylindrique en espace libre est le point O, milieu de l'axe de l'antenne. L'écart entre le centre électrique d'un bras dans le milieu ionosphérique et le point O sera :

$$\delta L = \frac{1}{Y} \int_{-h/2}^{+h/2} y \cdot d\xi. \tag{12}$$

L'admittance y de l'élément de longueur est complexe, donc l'écart δL sera en général complexe. Cela veut dire, physiquement, que la tension qui apparaît aux bornes de l'antenne en circuit ouvert n'est pas en phase avec le champ T.B.F. dans le milieu ionosphérique.

On remarque sur l'équation (11) que lorsque y est constante le long du bras, $\delta L = 0$. C'est le cas lorsque $E = 0$, le centre électrique est alors confondu avec le point milieu du bras.

D'autre part, y dépend de la fréquence, donc l'écart δL dépend également de la fréquence. Pour les calculs, il est alors pratique d'écrire l'écart à une fréquence quelconque à l'aide de deux écarts limites, l'un appelé « pseudo-basses-fréquences » pour lequel, seule la conductance G intervient, et l'autre « pseudo-hautes-fréquences » pour lequel seule la susceptance S intervient. Les écarts, dans ces cas particuliers limites, sont réels ; ils seront désignés respectivement par les symboles δL_H et δL_B. Il est alors possible d'exprimer δL, et en particulier son module et son argument, en fonction de δL_H et δL_B :

$$\delta L^2 = \frac{G^2}{G^2+S^2} \delta L_B^2 + \frac{S^2}{G^2+S^2} \delta L_H^2 \quad . \tag{13}$$

C'est une moyenne quadratique pondérée par les termes de susceptance et de conductance.

$$\arg(\delta L) = \text{Arc tg} \cdot GS \cdot \frac{\delta L_H - \delta L_B}{G^2 \delta L_B + S^2 \delta L_H} \tag{14}$$

avec :

$$-\frac{\pi}{2} < \arg(\delta L) < +\frac{\pi}{2} \qquad \text{pour } E \text{ positif}$$

$$+\frac{\pi}{2} < \arg(\delta L) < +\frac{3\pi}{2} \qquad \text{pour } E \text{ négatif}$$

5. Longueur effective des antennes cylindriques

5.1. Résultats théoriques

Dans le cas d'un dipôle à bras cylindriques en espace libre, la longueur effective d'un bras à T.B.F. est la moitié de sa longueur géométrique. Dans l'ionosphère, en l'absence de mouvement de translation, la gaine est uniforme le long du bras et sa longueur effective est inchangée [3]. Par contre, ainsi qu'il a été vu au paragraphe 3, lorsque l'antenne est dotée d'un mouvement de translation, le champ électrique induit par le champ magnétique terrestre rend la gaine non uniforme le long du bras. Dans ces conditions, le calcul effectué à partir des équations (9) et (11) montre que le centre électrique n'est plus confondu avec le centre géométrique [3].

Les courbes représentatives des variations de δL_B, δL_H en fonction de la variable $U = \frac{eE}{kT} \cdot \frac{h}{2}$ sont celles

de la figure 4. Elles sont symétriques par rapport à l'origine et admettent comme asymptotes les droites $\delta L = \pm h/2$ pour U infini.

La courbe annotée δL sur la figure 4, représente la variation de δL en fonction de U obtenue à partir de l'équation (13), mais affectée du signe plus lorsque L est augmenté (c'est-à-dire lorsque Arg δL se situe entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$), et du signe moins lorsque L est diminué (Arg δL entre $\pi/2$ et $3\pi/2$).

L'équation de la courbe représentative de δL_B est simple :

$$\delta L_B = \frac{h}{2}\left[\frac{1}{U} - \coth(U)\right]. \qquad (14)$$

Par contre, celle de δL_H reste sous forme d'intégrale. Les variations de δL_H en fonction de U peuvent être étudiées par des développements en série de Taylor.

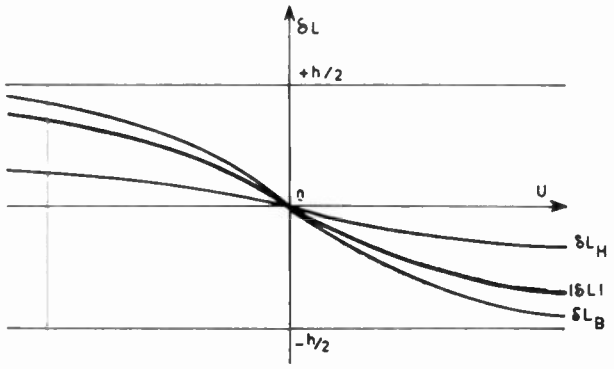


FIG. 4.

Pour $U \simeq 25$, $\eta_1 \simeq 30$ et $h = 20$ m, δL_B est, à son maximum, de l'ordre de $h/2$ à 4 % près et δL est de l'ordre de $h/2$ à moins de 10 % près. C'est-à-dire qu'au cours d'une rotation du véhicule sur lui-même δL variera d'un bout à l'autre du bras à 10 % près.

Pour $U \simeq 3$, $\eta_1 \simeq 7$ et $h = 2$ m, δL_B est, à son maximum, de l'ordre de $0{,}4\,h$ et δL est de l'ordre de $0{,}25\,h$ c'est-à-dire qu'au cours d'une rotation du véhicule sur lui-même, δL variera de un quart de la longueur du bras de part et d'autre du point milieu.

5.2. Conclusions

Le déplacement δL varie dans le temps par suite de la variation de U avec la rotation du véhicule. Cependant les deux bras d'antenne étant symétriques par rapport à l'axe de l'engin, les déplacements du centre électrique de chaque bras auront leurs modules égaux, mais ils auront lieu dans des directions opposées par rapport à l'axe du véhicule. La figure 5 montre que, dans ces conditions, la longueur effective totale sera théoriquement constante. Toutefois, l'antenne sera électriquement déséquilibrée par rapport à l'axe de symétrie du véhicule ; de plus, on peut soupçonner que lorsque le centre électrique de l'un des bras s'approche du corps du véhicule, son déplacement risque d'être perturbé et ne plus être égal à celui de l'autre bras.

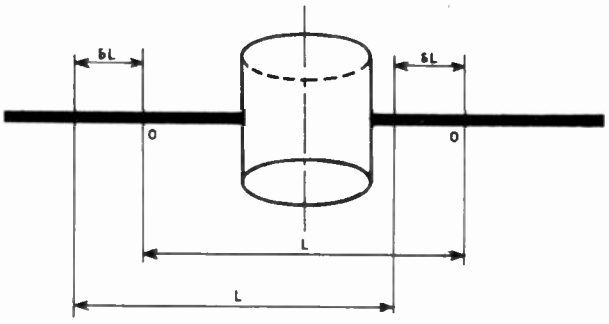


FIG. 5.

6. Longueurs effectives des antennes tronconiques

6.1. Résultats théoriques

Dans le cas d'un dipôle à bras tronconiques en espace libre, la longueur effective d'un bras à TBF est inférieure à la moitié de sa longueur géométrique. Dans l'ionosphère, la gaine serait non uniforme même en l'absence de mouvement, en raison de la variation de rayon du bras. Le mouvement produit une non-uniformité supplémentaire. Le centre électrique du bras dans l'ionosphère ne sera donc plus confondu avec le centre électrique en espace libre, ni, dans le cas général, avec le centre géométrique.

Le calcul de l'écart δL est semblable au calcul correspondant pour les antennes cylindriques [3].

Les courbes représentatives de δL_B, δL_H et δL en fonction de la variable U sont celles de la figure 6.

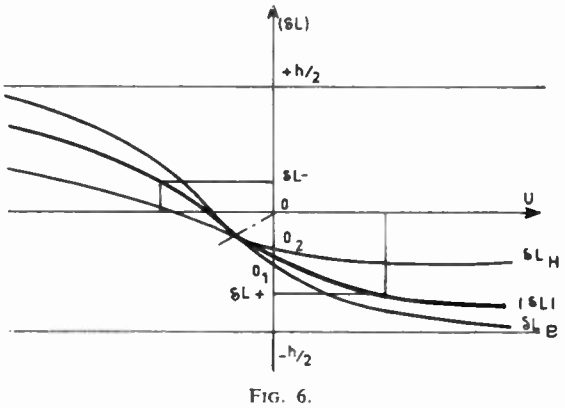


FIG. 6.

Comme pour un bras cylindrique, δL a été affecté des signes plus ou moins selon que L est augmenté ou diminué. Les courbes ne passent plus par l'origine des axes, mais aux points O_1 et O_2 dont les ordonnées sont :

$$\text{pour } O_1 : \quad \delta L = -\frac{h}{2}\cdot\frac{c}{3b}$$

$$\text{pour } O_2 : \quad \delta L = -\frac{h}{2}\cdot\frac{c}{3b}\cdot \quad \text{(termes en } \eta_1 \text{ et } b_1\text{)}$$

Cependant pour U infini, elles admettent encore comme asymptotes les droites $\delta L = \pm h/2$. Ces courbes ne sont plus parfaitement symétriques.

De même que pour le bras cylindrique, l'équation de la courbe représentative de δL_B est simple :

$$\delta L_B = -\frac{h}{2} \times \frac{\left(-1+\frac{2}{U}\frac{c}{b}\right)\coth(U)+\left(\frac{c}{b}-\frac{1}{U}+\frac{2}{U^2}\frac{c}{b}\right)}{\left(1-\frac{1}{U}\frac{c}{b}\right)+\frac{c}{b}\coth(U)} \qquad (15)$$

La courbe représentative de δL_H peut être étudiée par des développements en série de Taylor.

Pour $h = 20$ m, $U = 25$, $\eta_1 = 30$, $c = b$:

δL_B varie de $-h/2$ à 8 % près jusqu'à $+h/2$ à 2 % près,
δL varie de $-h/2$ à 15 % près jusqu'à $+h/2$ à 4 % près.

Pour $h = 2$ m, $U = 3$, $\eta_1 = 7$, $c = b$:

δL_B varie de $0{,}42\,h$ à $-0{,}28\,h$,
δL varie de $0{,}3\,h$ à $-0{,}18\,h$.

6.2. Conclusion

Les déplacements des centres électriques des deux bras sous l'influence du champ induit ne sont plus les mêmes, de sorte que la longueur effective du dipôle complet varie par suite de la rotation, ainsi que le montre la figure 7, sur laquelle on a comparé

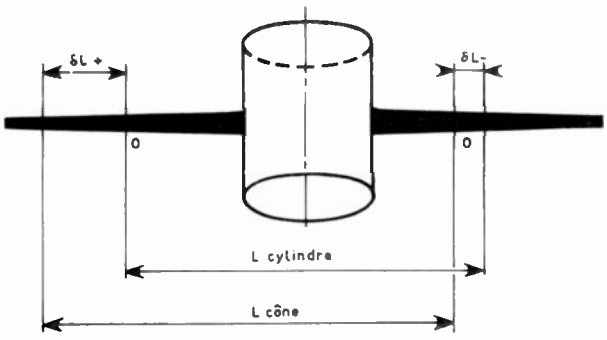


FIG. 7.

la longueur effective maximale qui est très voisine de celle du dipôle à bras cylindriques du paragraphe 5.2, et la longueur effective du dipôle à bras tronconique, prise à un instant quelconque de la rotation, que l'on a appelée $L_{cône}$.

7. Conclusion générale

Pour les deux antennes considérées, sous l'effet conjugué du champ magnétique terrestre et de la translation du véhicule supportant les antennes, le centre électrique d'un bras dans le plasma ionosphérique est déplacé par rapport au centre électrique du même bras considéré en espace libre. De plus, ce déplacement varie dans le temps avec la rotation du véhicule sur lui-même. Pour des bras d'antennes de quelques mètres seulement, l'effet est important, il devient même très important pour des bras dépassant la dizaine de mètres : le centre électrique peut se déplacer presque jusqu'aux extrémités du bras.

La longueur effective totale des antennes cylindriques reste constante, en théorie, mais en pratique elle risque d'être perturbée par le corps du véhicule. D'autre part, cette antenne n'est plus électriquement symétrique par rapport à ses bornes.

Le comportement des antennes tronconiques est encore beaucoup moins bon puisque la longueur effective totale de l'antenne est variable dans le temps.

Ces résultats montrent que les antennes métalliques dipôles de forme classique ne conviennent pas à la mesure précise des champs électriques très basses fréquences dans l'ionosphère.

Remerciements

Le travail décrit ci-dessus a été effectué au Centre National d'Etudes des Télécommunications, à Issy-les-Moulineaux, avec le soutien financier du Centre National d'Etudes Spatiales. Il fait partie des études scientifiques menées au C.N.E.T. dans le cadre du programme du satellite FR-1, programme commun du C.N.E.S. et de la National Aeronautics and Space Administration des Etats-Unis.

BIBLIOGRAPHIE

[1] STOREY L.R.O. Programme FR-1 : The design of an electric dipole antenna for V.L.F. reception within the ionosphere. CNET Technical Report n° 308 TC (juillet 1963).

[2] DRIANCOURT G. Programme FR-1 : Théorie du comportement des antennes électriques lors de l'expérience AEROBEE.
Document technique CNET n° 346 TC (mai 1965).

[3] DRIANCOURT G. Programme FR-1 : Théorie du comportement dans l'ionosphère d'antennes dipôles métalliques destinées à la réception des ondes T.B.F. Document technique CNET *(en préparation)*.

ANTENNE ÉLECTRIQUE DIPOLE POUR RÉCEPTION TBF DANS L'IONOSPHÈRE

PAR

L.R.O. STOREY

Centre National d'Etudes des Télécommunications

Issy-les-Moulineaux

1. Introduction

Cet article est le second de deux articles relatifs au sujet général des antennes dipôles pour la mesure des champs électriques à très basse fréquence dans l'ionosphère, à partir de véhicules spatiaux en mouvement.

Dans un article précédent, G. DRIANCOURT [1] a mis en évidence les défauts des dipôles classiques lorsqu'ils sont utilisés dans ce but. Leurs éléments, composés de tiges métalliques nues, interagissent de façon indésirable avec le plasma ambiant. Les inconvénients majeurs des dipôles classiques sont, en fait, dus au champ électrique continu qui est induit dans leurs éléments, par suite du mouvement du véhicule à travers le champ magnétique terrestre. Ce champ électrique continu influe sur l'état des gaines d'ions positifs qui entourent les éléments de l'antenne et modifie ainsi, de manière sensible, ses propriétés en fonction de son orientation par rapport aux directions du champ magnétique et de la vitesse du véhicule.

Le but de cet article-ci est de considérer comment concevoir des antennes qui soient exemptes des défauts des dipôles classiques.

Notons que les objectifs de l'étude sont premièrement d'éviter une variation de la longueur effective de l'antenne, consécutive à un changement de son orientation ou des propriétés du milieu ambiant, et deuxièmement de conserver une impédance sensiblement constante et aussi faible que possible.

Apparemment, il y a deux solutions possibles au problème de la conception d'une antenne satisfaisante : l'une suppose la modification d'un dipôle classique de façon à surmonter ses défauts ; l'autre est de concevoir vraiment une nouvelle sorte de dipôle.

Un exemple de chacune des deux solutions est exposé ci-dessous, et leurs mérites respectifs discutés d'un point de vue théorique. La théorie d'un nouveau « dipôle double-sphère » est expliquée en détail.

Une expérience a été effectuée en fusée pour étudier et comparer les deux types d'antennes et leur comportement dans l'ionosphère. Les résultats de cette expérience se trouvent brièvement décrits.

2. Dipôle classique isolé

Dans le cas d'un dipôle classique à éléments cylindriques, on peut pallier les effets mauvais du champ électrique continu induit, en recouvrant les éléments d'une couche isolante (fig. 1). La surface de cette couche prend un certain potentiel, fixe par rapport au plasma local, de telle sorte qu'il n'y a pas de courant qui passe dans ou hors de la surface ; en général, ce potentiel est négatif et de l'ordre du volt. Dans ces conditions, la gaine d'ions positifs est uniforme tout au long de l'élément, de telle sorte

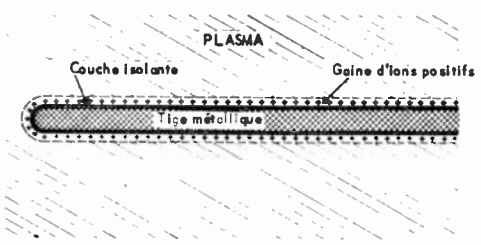


FIG. 1

que l'admittance par unité de longueur est également uniforme, et, par conséquent, le centre électrique de l'élément est fixe et coïncide avec son centre géométrique.

D'un point de vue scientifique, un dipôle isolé est une solution satisfaisante au problème de la conception d'une antenne électrique pour réception TBF dans l'ionosphère. Les objections qu'on peut y faire sont d'ordre technique : il n'existe actuellement aucune technique permettant de déployer de longues tiges isolées d'un véhicule spatial ; cependant, si on conserve des tiges courtes, leurs propriétés sont susceptibles d'être perturbées par le corps du véhicule. Ces considérations ont dirigé la recherche vers une autre solution du problème.

3. Dipôle double-sphère

3.1. Principe

La nouvelle étude, poursuivie au Centre National d'Études des Télécommunications, part du principe que l'ionosphère aux TBF est un milieu hautement conducteur. Bien entendu, c'est un conducteur anisotrope ; généralement, la conductivité est 10^3 à 10^4 fois plus grande le long de la direction du champ magnétique terrestre que normalement au champ. Néanmoins, il vaut mieux le considérer en tant que milieu conducteur comme l'eau de mer, plutôt qu'en tant que milieu isolant, comme l'espace libre.

En effet, la façon évidente de mesurer un champ électrique dans un milieu conducteur est d'établir des contacts en deux points distincts dans le milieu et de mesurer leur différence de potentiel. Ainsi, le fait d'admettre que l'ionosphère est un milieu conducteur, suggère une nouvelle conception d'antenne dipôle, dans laquelle chaque élément se compose d'une sphère métallique fixée à l'extrémité d'une tige isolante (fig. 2). Les sphères servent de connexions avec le

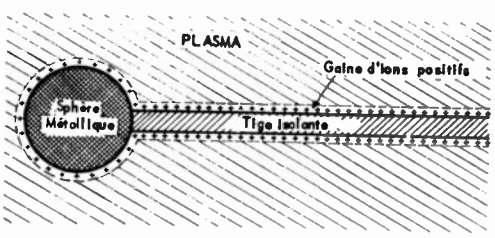


Fig. 2

milieu tandis que les tiges servent simplement de supports aux sphères et aux connexions avec le récepteur. Les dimensions caractéristiques seraient un rayon de 5 cm pour les sphères, un rayon de 1 cm et une longueur de 2 m pour chaque tige. Dans cette étude, on appellera une telle antenne « dipôle double-sphère » [2].

Il faut souligner qu'un dipôle double-sphère est spécifiquement conçu pour une utilisation dans l'ionosphère. Il devrait fonctioner mieux dans l'ionosphère que dans l'espace libre où ses caractéristiques seraient relativement médiocres. Ainsi, il ne convient pas de l'utiliser dans les expériences en fusées conçues pour étudier la façon dont les ondes TBF pénètrent dans la basse ionosphère. A l'intérieur même de l'ionosphère, cependant, le dipôle double-sphère offre, par rapport au dipôle classique isolé, les avantages suivants :

a) moins de risques de variations de la longueur effective. Si le rayon des sphères est petit par rapport à la distance qui sépare leurs deux centres, la longueur effective devrait alors être constante et égale à cette distance ;

b) moins de danger de perturbations par le corps du véhicule. Pour une longueur d'antenne donnée d'un bout à l'autre, les parties actives des éléments de l'antenne sont tenues aussi éloignées que possible du corps du véhicule ;

c) impédance plus faible. L'impédance peut être réduite artificiellement en polarisant chaque sphère de façon à tirer un courant d'électrons constant du milieu.

Ces avantages font que le dipôle double-sphère nécessite une étude détaillée. Le point *c*), tout d'abord, mérite d'être développé.

3.2. Impédance

L'impédance d'un élément de l'antenne est essentiellement celle de la gaine d'ions positifs qui se forme autour de la sphère métallique et éloigne le plasma de sa surface [3]. Manquant d'électrons, la gaine est un conducteur relativement pauvre, de telle sorte qu'elle isole la sphère du plasma conducteur, bien que de façon imparfaite. Elle agit, en fait, comme un condensateur sphérique ayant des fuites. Son circuit équivalent TBF se compose d'une capacité C en parallèle avec une résistance R (fig. 3). En

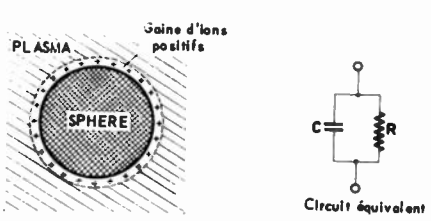


Fig. 3

première approximation, les quantités C et R sont indépendantes de la fréquence.

La capacité C est sensiblement égale à celle d'un condensateur dans le vide dont l'électrode intérieure est la sphère et dont l'électrode externe est la surface de la gaine. Cette surface a été démontrée comme étant sphérique (fig. 3), ce qu'elle est lorsque la sphère est stationaire. Cependant, si l'antenne se meut à travers le plasma, la surface de la gaine est alors plutôt

ovoïde que sphérique ; elle est aplatie du côté de la sphère qui fait face au mouvement, tandis qu'elle est étirée dans le sillage.

La résistance est :

$$R = \frac{U_e}{I_e} \qquad (I_+ \ll I_e \ll I_{se}). \tag{1}$$

La quantité U_e est une mesure, en électron-volts, de l'énergie d'agitation thermique des électrons dans le plasma :

$$U_e = \frac{kT_e}{e}. \tag{2}$$

En fait, l'énergie thermique moyenne d'un électron est 3/2 U_e. Ici k est la constante de Boltzmann, e est la charge électronique en valeur absolue, et T_e la température électronique.

La quantité I_e dans l'équation (1) est le courant qui passe entre la sphère et le plasma, dû aux électrons attirés par la sphère ; dans le sens conventionnel, il passe de la sphère dans le plasma.

L'équation (1) n'est exacte que si ce courant d'électrons est grand par rapport à I_+ courant qui passe dans la sphère, dû à l'influx d'ions positifs, et que s'il est petit par rapport à I_{se}, courant de saturation des électrons.

Si on laisse flottant le potentiel de la sphère, il prend une valeur telle que $I_e = I_+$, et le courant résultant est nul. Dans cette condition, la gaine a une épaisseur de plusieurs longueurs de Debye et son impédance est relativement élevée. Cette condition est, par conséquent, peu désirable.

Or, l'équation (1) montre que la résistance parallèle peut être réduite par augmentation du courant I_e, jusqu'à la limite du courant de saturation. Cet artifice réduit également l'épaisseur de la gaine, accroissant ainsi la capacitance parallèle et diminuant la réactance correspondante.

Par conséquent, il convient de polariser la sphère de façon à tirer un courant d'électrons du plasma, courant devant être plus grand que le courant d'ions positifs I_+, mais plus petit que le courant électronique de saturation I_{se} ; le courant d'électrons total est égal à la somme de I_+ et du courant fourni à la sphère par la source de polarisation.

Il convient également que l'impédance ne varie point, en dépit des variations de la différence de potentiel induite entre la sphère et le corps du véhicule. Or, selon l'équation (1), ces variations ne peuvent affecter la résistance parallèle que dans la mesure où elles changent le courant d'électrons I_e. C'est pourquoi la sphère devrait être polarisée à partir d'une source de courant constant plutôt que par une source de potentiel constant.

Le courant de polarisation devrait être maintenu constant, à une valeur qui reste dans les limites de I_+ et I_{se}, dans toutes les conditions ionosphériques où l'antenne peut se trouver placée : s'il n'est pas plus grand que le courant d'ions positifs, le courant de polarisation n'a alors aucun effet sensible ; d'autre part, si la sphère est amenée à saturation, sa résistance parallèle en TBF devient beaucoup plus grande que ne le suggère l'équation (1). Pour une sphère d'un rayon de 5 cm, dans la région E de l'ionosphère, pendant le jour, le courant de polarisation qui conviendrait serait de 2 μA. Une source convenable se composerait d'une batterie de 20 V en série avec une résistance de 10 MΩ ; le pôle négatif de la batterie serait relié au corps du véhicule, tandis que son pôle positif serait relié à la sphère à travers la forte résistance. Le circuit de la sphère au corps serait fermé à travers le plasma.

Lorsqu'il provient d'une « source de courant » telle que celle-ci, le courant de polarisation est presque indépendant des variations des autres potentiels dans le circuit. Ces potentiels comprennent celui qui se forme à travers la gaine d'ions autour de la sphère, celui qui se forme à travers la gaine d'ions autour du corps, et enfin celui qui est induit entre la sphère et le corps par le mouvement du véhicule à travers le champ magnétique terrestre. Ce dernier potentiel, qui dépend de l'orientation de l'antenne, est le plus variable. Cependant, pour un élément d'antenne de 2 à 3 m de longueur, il ne variera pas plus de ± 1 V, même à des vitesses de satellite, de telle sorte que les variations correspondantes du courant de polarisation ne dépasseront pas ± 5 %.

Le seul autre facteur qui risquerait de faire varier I_e est la variabilité de I_+ (le courant d'ions positifs rassemblés par la sphère), et si le courant de polarisation est beaucoup plus grand que I_+, ce facteur peut même être négligé.

Dans ces conditions, la résistance parallèle TBF de la sphère ne dépend que de la température des électrons, qui varie moins de place en place que la plupart des autres propriétés du plasma. De plus, la résistance parallèle serait, en général, plus petite que la réactance parallèle, de telle sorte que l'impédance totale de la sphère est plus ou moins égale à cette résistance. C'est pourquoi, en théorie, l'utilisation d'un courant de polarisation constant permet d'obtenir une impédance de l'élément d'antenne faible, résistive et relativement constante ; tous ces effets sont recherchés.

Il n'y a aucune raison de s'inquiéter des variations résiduelles de l'impédance d'antenne. Si le récepteur associé a une impédance d'entrée élevée, un certain pourcentage de variation de l'impédance de l'antenne entraîne, en pourcentage, une variation beaucoup plus petite du rapport entre la tension d'entrée du récepteur et le champ électrique extérieur, ce qui est la quantité qui importe le plus. On peut, en outre, mesurer l'impédance de l'antenne grâce à des instruments placés à bord du véhicule, de sorte qu'on peut tenir compte de ses variations [1, 2].

Jusqu'ici l'impédance de la sphère a été étudiée comme si elle constituait l'impédance toute entière de l'élément d'antenne. Cependant, il faut réaliser une connexion de quelque sorte que ce soit avec la sphère. Son rôle sera de porter le courant de polarisation à la sphère, et de ramener les signaux TBF de la sphère au récepteur. Supposons un instant que

cette connexion soit réalisée au moyen d'un simple fil courant le long de l'axe de la tige support isolante. Une impédance définie existe alors entre le fil et le plasma. Appelons cette impédance Z_w et soit Z_s l'impédance entre la sphère et le plasma. L'impédance totale de l'élément d'antenne est alors la somme de Z_w et Z_s en parallèle :

$$Z = \frac{Z_s Z_w}{Z_s + Z_w} \tag{3}$$

$$= Z_s - \frac{Z_s^2}{Z_s + Z_w}. \tag{4}$$

Normalement, Z_s est beaucoup plus petite que Z_w, de telle sorte que l'impédance totale correspond sensiblement à l'impédance de la sphère seule. C'est ce qui justifie le fait d'avoir mis l'accent, au cours de notre discussion, sur la seule impédance de la sphère.

3.3. Longueur effective

Si l'influence du fil de connexion ne joue qu'un rôle négligeable dans l'impédance, on ne peut pas en dire autant de son influence sur la longueur effective. En effet, un certain pourcentage de variation de la longueur effective entraîne exactement la même variation en pourcentage du rapport entre la tension d'entrée du récepteur et le champ électrique extérieur; en outre, il n'y a pas moyen de mesurer ces variations de l'intérieur du véhicule. Il est donc important d'éviter toute variation de la longueur effective [1].

Le seul facteur pouvant faire varier la longueur effective d'un élément de l'antenne double-sphère, est l'influence du fil connecteur. Ce fil agit, lui aussi, comme un élément d'antenne et capte les signaux TBF du champ électrique environnant. Evidemment, il ne constitue pas un élément d'antenne aussi bon que la sphère, de telle sorte que, lorsque les deux sont reliés, le fil a pour effet de dégrader l'action de la sphère.

Pour voir comment pallier les effets mauvais du fil de connexion, il convient de les discuter quantitativement; au cours de cet examen, le potentiel de référence sera le corps du véhicule.

Rappelons que l'action du fil, en tant qu'élément d'antenne, est donc caractérisée par deux quantités, son impédance Z_w, qui est essentiellement capacitive, et sa longueur effective L_w, qui est sensiblement égale à la distance de l'axe du véhicule au point central du fil. De la même façon, l'action de la sphère seule est caractérisée par son impédance Z_s, et par sa longueur effective L_s qui est la distance de l'axe au centre de la sphère. Le fil et la sphère captent tous deux des potentiels TBF en proportion de leurs longueurs effectives et de la composante E_{11} du champ électrique TBF parallèle à l'axe de l'élément.

Ainsi, l'élément tout entier, formé du fil et de la sphère, agit comme une source de potentiel $L_w E_{11}$ avec une impédance interne Z_w, en parallèle avec une source de potentiel $L_s E_{11}$ avec une impédance interne Z_s.

Ces considérations permettent d'exprimer les propriétés de l'élément tout entier selon les propriétés individuelles du fil et de la sphère. L'impédance résultante est donnée par les équations (3) et (4).

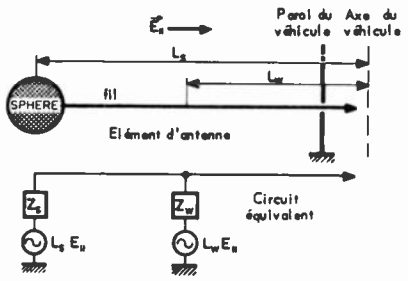


FIG. 4

Le potentiel TBF résultant est LE_{11}, où L est la longueur effective de l'élément dans son ensemble :

$$L = \frac{L_s Z_w + L_w Z_s}{Z_s + Z_w} \tag{5}$$

$$= L_s - \frac{Z}{Z_w}(L_s - L_w). \tag{6}$$

Il existe donc une relation entre la longueur effective et l'impédance. Notons que L peut être complexe, ce qui signifie que le potentiel TBF apparaissant au bout de l'élément d'antenne, en circuit ouvert, n'est pas forcément en phase avec E_{11}.

Le premier terme de l'équation (6) représente la valeur nominale de la longueur effective, tandis que le second terme représente la réduction de cette quantité, due au fil de connexion. De cette relation associée à l'équation (4), on peut déduire que les effets du fil deviennent négligeables si Z_s est plus petit que Z_w. Par conséquent, l'impédance de la sphère devrait être aussi petite que possible, et celle du fil aussi grande que possible.

L'impédance de la sphère peut, comme on l'a déjà dit, être réduite grâce à l'application d'un courant de polarisation. La sous-section qui suit décrit deux façons possibles d'accroître sensiblement l'impédance du fil.

3.4. Connexions a la sphère

L'un des moyens d'accroître au maximum l'impédance entre le fil de connexion et le plasma ambiant est d'utiliser un fil très fin (fig. 5*a*). L'impédance du fil, considéré en tant qu'antenne, est sensiblement égale à la réactance du condensateur cylindrique dont l'électrode interne est le fil, et dont l'électrode externe est la surface de la gaine de plasma qui entoure la tige. Or, pour un condensateur cylindrique, la capacitance par unité de longueur est proportionnelle au logarithme du rapport du rayon du conducteur intérieur au rayon du conducteur exté-

rieur. Elle peut, par conséquent, être diminuée en réduisant le rayon du fil [2]. Cependant, étant donné que la proportionnalité n'est que logarithmique, la capacitance ne peut pas être négligée, même lorsqu'il s'agit d'un fil très fin.

Une solution plus efficace, mais plus complexe, est d'isoler le fil du plasma au moyen d'un « blindage

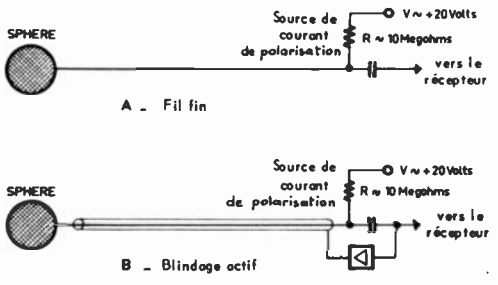


FIG. 5

actif ». Dans ce cas, la connexion à la sphère se fait par le conducteur intérieur du câble coaxial ; le conducteur extérieur est connecté à l'amplificateur à contre-réaction dont l'action est de contraindre le potentiel TBF du conducteur extérieur à suivre celui du conducteur intérieur, ce dernier se trouvant, dans ce cas, protégé de l'influence des champs extérieurs (fig. 5*b*). Si le gain de l'amplificateur est suffisamment élevé, l'effet du fil connecteur sur l'action d'ensemble de l'élément d'antenne devient alors négligeable, et l'impédance et la longueur effectives de l'élément deviennent essentiellement celles de la sphère seule.

4. L'expérience en fusée Aerobee

4.1. Description générale

En bref, deux conceptions possibles d'antennes électriques TBF pour utilisation dans l'ionosphère ont été suggérés : le dipôle isolé classique et le dipôle double-sphère. Si, pour des raisons pratiques, l'antenne ne peut avoir plus de quelques mètres de long, la deuxième conception apparaît alors comme étant le meilleur des deux, en particulier lorsque la sphère est polarisée par un courant constant et que la connexion à cette sphère est protégée par un blindage actif.

Ces suppositions théoriques ont été vérifiées lors de deux essais de fusées, qui incluaient la mesure dans l'ionosphère des champs TBF électrique et magnétique, produits par un émetteur au sol. Les essais furent réalisés par le Centre National d'Etudes Spatiales (C.N.E.S.) et le Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.) en collaboration avec la N.A.S.A. à Wallops Island (Virginie) en octobre 1963.

La N.A.S.A. a fourni deux fusées sondes Aerobee 150 A pour les essais, tandis que les charges utiles étaient construites au C.N.E.T.

Une vue en coupe de la charge utile est donnée par la figure 6.

Chaque charge utile contenait les instruments suivants :

— deux antennes dipôles orthogonales,
— trois cadres orthogonaux,
— cinq récepteurs TBF indépendants,
— un équipement d'étalonnage,
— un équipement de mesure d'impédance,
— un émetteur de télémesure,
— un programmeur,
— des alimentations en énergie, etc.

Cet ensemble d'équipement était conçu de façon à réaliser dans l'ionosphère les mesures TBF suivantes :

— deux composantes du champ électrique TBF,
— trois composantes du champ magnétique TBF,
— l'impédance, à la fréquence des signaux, de l'un des éléments de chacune des deux antennes électriques dipôles.

Les signaux TBF nécessaires aux expériences ont été transmis de la station NSS à Annapolis (Maryland) sur 22,3 kHz. Ils consistaient en ondes entretenues, interrompues brièvement de temps en temps.

Le complément des antennes dipôles électriques n'était pas le même pour les deux fusées qu'on a tirées. La première était équipée :

— d'un dipôle isolé classique,
— d'un dipôle double-sphère avec courant de polarisation.

Son but était de comparer l'action de ces deux types d'antennes.

La seconde fusée, sur la suggestion de R. Clauvel, était équipée par contre :

— d'un dipôle double sphère avec courant de polarisation,
— d'un dipôle double sphère sans courant de polarisation,

Son but était de vérifier si le courant de polarisation a bien un effet utile, le courant employé étant de 2 μA par élément.

Ainsi, quatre antennes au total furent soumises aux essais : deux pour chacune des deux fusées.

Ces antennes avaient toutes la même forme et les mêmes dimensions extérieures, chacun des éléments se composant d'une électrode métallique quasi sphérique de 5 cm de rayon, supportée par une tige en fibre de verre d'environ 2 m de long (fig. 6). Les diverses antennes étaient arrangées de manière différente à l'intérieur des tiges supports. Dans le dipôle classique, la partie active de chaque élément d'antenne était formée d'une baguette métallique qui se déployait tout au long de la tige ; il n'existait pas de connexion à la sphère, celle-ci ne demeurant en place que pour des raisons aérodynamiques. Dans le dipôle double-sphère, la tige contenait le fil fin, d'un diamètre de 0,05 mm, qui faisait la connexion à la sphère. On n'avait pas pensé à réaliser cette connexion par un fil avec blindage actif, au moment des essais de 1963. Ces différents éléments d'antenne étaient rétractables

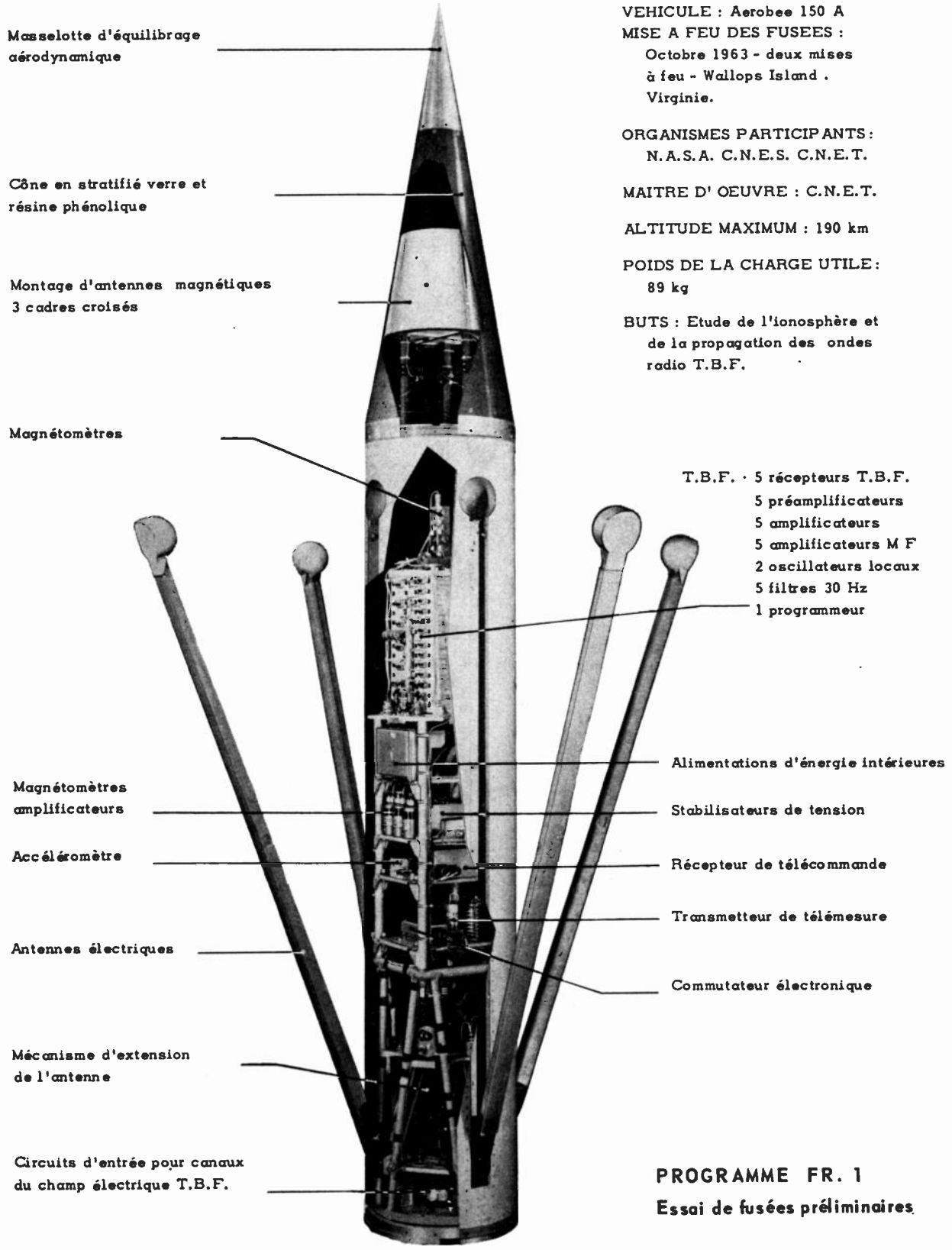

Masselotte d'équilibrage aérodynamique
Cône en stratifié verre et résine phénolique
Montage d'antennes magnétiques 3 cadres croisés
Magnétomètres
Magnétomètres amplificateurs
Accéléromètre
Antennes électriques
Mécanisme d'extension de l'antenne
Circuits d'entrée pour canaux du champ électrique T.B.F.
VEHICULE : Aerobee 150 A
MISE A FEU DES FUSEES : Octobre 1963 - deux mises à feu - Wallops Island . Virginie.
ORGANISMES PARTICIPANTS : N.A.S.A. C.N.E.S. C.N.E.T.
MAITRE D' OEUVRE : C.N.E.T.
ALTITUDE MAXIMUM : 190 km
POIDS DE LA CHARGE UTILE : 89 kg
BUTS : Etude de l'ionosphère et de la propagation des ondes radio T.B.F.
T.B.F. · 5 récepteurs T.B.F.
5 préamplificateurs
5 amplificateurs
5 amplificateurs M F
2 oscillateurs locaux
5 filtres 30 Hz
1 programmeur
Alimentations d'énergie intérieures
Stabilisateurs de tension
Récepteur de télécommande
Transmetteur de télémesure
Commutateur électronique
PROGRAMME FR. 1
Essai de fusées préliminaires

FIG. 6

dans le corps de la charge utile pendant la phase initiale de chaque vol, et se déployaient automatiquement à une altitude d'environ 60 km. Dans la figure 6, les deux antennes apparaissent en train de se déployer. Une fois entièrement déployées, elles étaient perpendiculaires entre elles ainsi qu'à l'axe de la fusée.

La fusée tournait autour de cet axe à la vitesse de 1,5 tr/s, de telle sorte que les signaux captés par les deux antennes étaient modulés à 3 Hz environ. Les antennes fonctionnaient pendant toute la phase balistique du vol et, en fin de vol, au moment de la ré-entrée dans l'atmosphère, se trouvaient brisées par la résistance de l'air.

Les deux fusées furent lancées vers midi, heure locale, et toutes deux culminèrent à une altitude d'environ 185 km. Ainsi, les essais des quatre antennes se firent tous dans des conditions similaires.

Dans ce rapport, seules les données relatives aux antennes électriques nous retiendront. Pour chaque lancement, ces données comprenaient :

— les valeurs absolues des impédances d'un élément de chacune des deux antennes, mesurées directement pendant le vol grâce à une source interne de signal TBF ;

— les valeurs relatives des longueurs effectives des deux antennes, obtenues par la comparaison des potentiels TBF pris dans le champ extérieur.

Nous parlerons d'abord des données d'impédance, puis de celles des longueurs effectives.

4.2. Résultats relatifs aux impédances

Dans le cas d'une antenne double-sphère polarisée, l'impédance était presque purement résistive, et avoisinait 28 kΩ par élément. Ce résultat correspond presque exactement à la valeur théorique calculée, lorsqu'on introduit quelques valeurs caractéristiques pour la température atmosphérique dans les équations (1) et (2). De plus, la résistance s'accroissait régulièrement avec l'altitude de 23 kΩ à 100 km, à 35 kΩ à 185 km, en accord avec l'accroissement connu de la température.

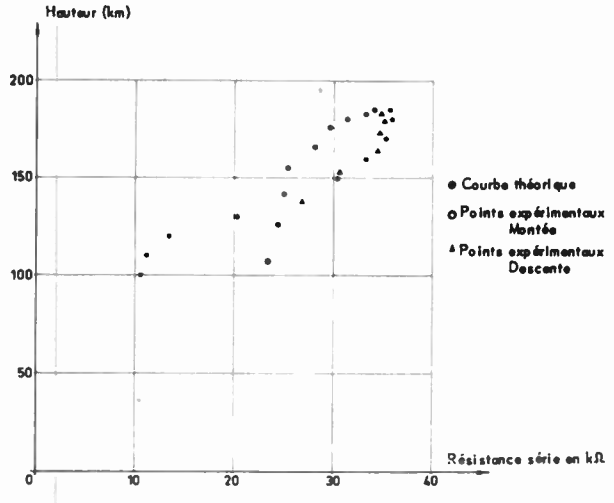


Fig. 7

Néanmoins ces résultats révèlent certaines caractéristiques inattendues : tout d'abord, à une altitude donnée, la résistance n'était pas la même à la montée qu'à la descente ; d'autre part, en-dessous d'une altitude de 130 km environ, la résistance dépassait sensiblement la valeur théorique. Cela ne peut s'expliquer que si l'on suppose que les températures des électrons différaient des valeurs supposées pour les calculs théoriques [4]. La différence des résultats à la descente et à la montée pourrait être la conséquence d'un gradient de température électronique horizontal, combiné au mouvement horizontal de la fusée (la distance horizontale au point d'impact était de 85 km) ; on pourrait aussi comprendre la résistance élevée imprévue, en-dessous de 130 km, si la température des électrons à ces niveaux était beaucoup plus élevée que la température du gaz neutre.

Ces explications pourraient sembler plutôt arbitraires si, tout à fait indépendamment, il n'apparaissait pas clairement que la température des électrons dans les régions E et F_1 varie quelquefois avec la position, exactement comme le suggèrent les résultats ci-dessus [5].

Quant à la partie réactive de l'impédance de l'élément de l'antenne double-sphère polarisée, elle variait

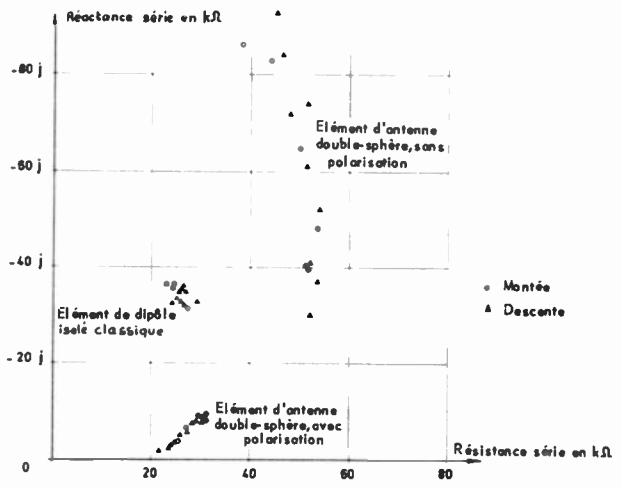


Fig. 8

d'environ $-2j$ kΩ à 100 km, à $-9j$ kΩ à 185 km. Les valeurs observées dans la partie supérieure de cette gamme d'altitude étaient plutôt inférieures à celles auxquelles on s'attendait.

En gros, cependant, on peut dire que l'impédance de l'antenne double-sphère polarisée s'est comportée comme on l'avait prévu en théorie.

Pour l'antenne double-sphère sans polarisation, l'impédance était plus élevée et plus réactive, la valeur moyenne était de 50-60 j kΩ par élément ; alors que la partie résistive était plus ou moins constante, la partie réactive était relativement variable, décroissant pendant que l'altitude croissait de $-95j$ kΩ environ, à 100 km, à $-30j$ kΩ à 185 km. Ces résultats confirment que l'effet du courant polarisé sur l'action de l'antenne double-sphère est vraiment avantageux.

L'impédance du dipôle isolé classique était également un peu plus grande et un peu plus réactive que

celle d'une double-sphère polarisée: elle était en moyenne de $26 - 34\,j\,k\Omega$ par élément. D'autre part, elle était plutôt moins variable ; au-dessus de 100 km, en fait, l'impédance variait très peu en fonction de l'altitude. Cependant, on a trouvé une certaine variation cyclique à la fréquence de rotation de la fusée. On n'a fait aucun calcul théorique sur l'impédance de cette antenne, parce que, dans la version utilisée pour cette expérience, la géométrie était trop compliquée ; c'est pourquoi il n'est pas possible actuellement de comparer les résultats à la théorie.

La figure 8 représente la distribution, dans le plan complexe, de toutes les mesures d'impédance.

4.3. Résultats relatifs aux longueurs effectives

En principe, les valeurs absolues des longueurs effectives des différents dipôles électriques pourraient être obtenues en comparant les signaux qu'ils ont reçus du champ électrique TBF aux signaux captés par les cadres dans le champ magnétique correspondant. Cependant, pour différentes raisons sur lesquelles nous ne nous attarderons pas ici, les valeurs de longueur effective calculées de cette façon n'étaient évaluées qu'à ± 10 %.

Dans le cas d'un dipôle double-sphère polarisé, des limites plus précises pouvaient être données à la longueur effective grâce à l'étude des valeurs d'impédance qu'on avait mesurées. Le raisonnement est basé sur l'équation (6) qui lie la longueur effective d'un élément de cette antenne à son impédance. Considérons les variables figurant sur le côté droit de cette expression :

- L_s est la longueur effective nominale. Elle est égale à la distance de l'axe du véhicule au centre de la sphère,
- Z est l'impédance totale de l'élément, qui est mesurée en vol,
- L_w est la longueur effective du fil seul. Non connue exactement, elle ne peut certainement pas être inférieure au rayon du véhicule,
- Z_w est l'impédance entre le fil et la surface de la gaine d'ions. Bien que non connue non plus, elle est certainement supérieure à la réactance du condensateur constitué par le fil et la surface de la tige ; cette réactance est mesurée en laboratoire avant le vol, la surface de la tige étant recouverte dans ce but d'une couche de métal conducteur.

En résumé, L_s et Z sont connus, tandis que des limites inférieures peuvent être fixées pour L_w et Z_w. Ces considérations permettent de fixer une limite supérieure au second terme de l'équation (6), qui représente la différence entre les valeurs réelles et les valeurs nominales de la longueur effective. Les valeurs absolues de cette limite supérieure, exprimées en pourcentage de L_s, variaient d'environ 0,5 % à une altitude de 100 km jusqu'à un maximum de 3 % près du point de culmination.

Lorsqu'on admet que ces chiffres sont les limites supérieures extrêmes obtenues en faisant les suppositions les plus défavorables possible sur L_w et Z_w, il apparaît clairement que la longueur effective de l'antenne double-sphère polarisée doit avoir été essentiellement constante et égale à sa valeur nominale, une fois que la fusée a bien pénétré dans l'ionosphère.

Si on accepte cette conclusion, on pourra prendre l'antenne double-sphère polarisée comme étalon pour mesurer la longueur effective de l'autre antenne sur la même fusée. La mesure se fait tout simplement en comparant les signaux captés par les deux antennes dans le même champ TBF et dans la même orientation.

A cause de la rotation de la fusée, les deux antennes prennent successivement les mêmes orientations. Le signal reçu par une antenne à un instant donné est égal à celui reçu par l'autre antenne un quart de tour plus tard. Dans cette expérience, cependant, la comparaison s'est faite entre les valeurs maximales des signaux reçus pendant une demi-période de la rotation. On a dû apporter des corrections aux signaux mesurés pour tenir compte de l'atténuation qu'ils avaient subie au cours du passage de l'antenne au récepteur ; on a évalué cette atténuation à partir des impédances des antennes, telles qu'on les a mesurées en vol, et à partir des impédances d'entrée connues des récepteurs.

Selon ce procédé, on a étudié la longueur effective de l'antenne dipôle isolée, à la lumière des résultats du premier tir.

On a découvert qu'elle était extrêmement variable. Son quotient par rapport au dipôle double-sphère polarisé variait d'environ 0,7 à 0,4 ; la valeur nominale, déduite de raisonnements géométriques, était de 0,54.

La variabilité observée peut être considérée comme une preuve de perturbation de l'antenne par le corps de la fusée.

Cela signifie que le dipôle court isolé ne peut être employé pour des mesures précises d'un champ TBF.

5. Conclusion

En conclusion, si l'on en juge par les critères d'une impédance faible, d'une longueur effective constante, d'une immunité aux perturbations de courte durée, la double-sphère polarisée convient mieux que le dipôle isolé classique, en tant qu'antenne standard pour la mesure des champs électriques TBF dans l'ionosphère.

Cette conclusion a déterminé le choix de l'antenne double-sphère polarisée en tant que partie de l'équipement du futur satellite français FR-1, qui est conçu pour étudier la propagation TBF dans la basse magnétosphère, à une altitude d'environ 750 km.

La figure 9 ci-après représente la maquette du satellite soumis à des essais, avec ses antennes électriques entièrement déployées.

Le travail décrit ici a été exposé d'une façon plus détaillée dans un certain nombre de rapports techniques [6, 7, 8].

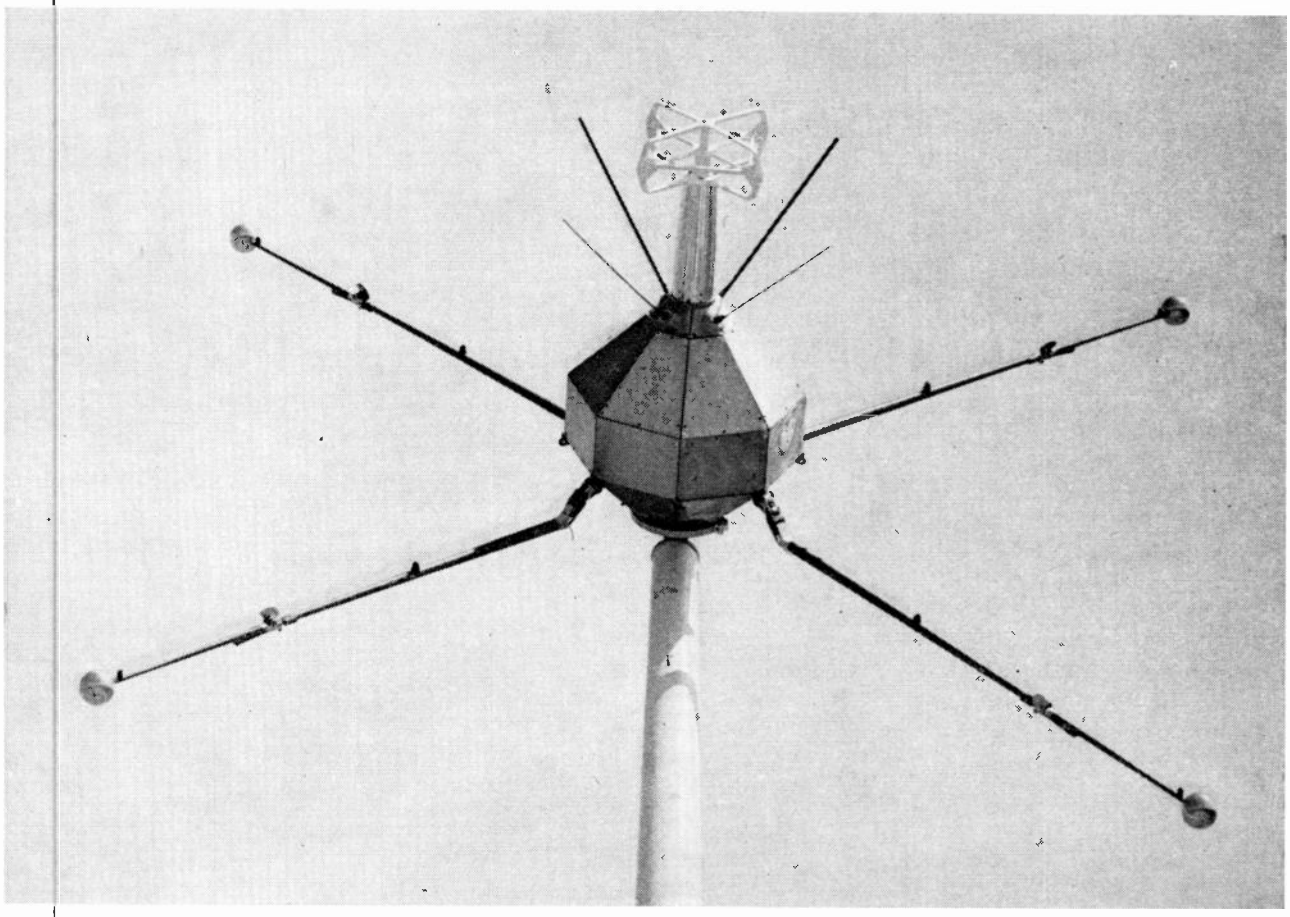


FIG. 9

Remerciements

Cette étude fait partie du programme du satellite FR-1, qui fut réalisé en collaboration par le Centre National d'Etudes Spatiales, le Centre National d'Etudes des Télécommunications et la N.A.S.A.

L'auteur est redevable à M. G. DRIANCOURT, du C.N.E.T., des discussions sur les problèmes théoriques posés par les antennes dipôles TBF.

Il n'est pas possible de rendre justice ici à tous ceux qui ont participé au programme expérimental. Cependant, les expérimentateurs français désirent exprimer leur gratitude aux nombreux membres du personnel du Goddard Space Flight Center et de la base de Wallops Island de la N.A.S.A. dont la coopération a facilité les opérations de lancement des fusées. Leurs remerciements s'adressent tout spécialement à M. J. SHEA, directeur américain du projet, et à M. S. STEVENS, coordinateur du projet.

Parmi ses collègues, l'auteur désire remercier particulièrement M. R. CLAUVEL, M. G. CHAMPONNOIS et M. D. VARLOOT du C.N.E.T. qui ont tous permis, par leurs rôles respectifs, l'utilisation des données décrites ci-dessus, de même que M. C. BIGOT du C.N.E.S. pour la part qu'il a prise dans l'organisation du lancement des fusées.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DRIANCOURT G. Théorie du comportement, dans l'ionosphère, d'antennes dipôles de forme cylindrique et tronconique utilisées pour la réception d'ondes TBF. *L'Onde Electrique, p. 1421.*

[2] STOREY L.R.O. A method for measuring local electron density from an artificial satellite. *J. Res. National Bureau of Standards*, **63D**, 325-340 (1959).

[3] MLODNOSKY R.F. and GARRIOT O.K. The V.L.F. admittance of a dipole in the lower ionosphere. Article dans *Proceeding of the International Conference on the Ionosphere*, London, July 1962, pp. 484-491, The Physical Society, London (1963).

[4] DRIANCOURT G. Programme FR-1 : théorie du comportement des antennes électriques lors de l'expérience AEROBEE C.N.E.T., Rap. tech. 346-TC (1965).

[5] SPENCER N.W., BRACE L.H. and CARRIGAN G.R. Electron temperature evidence for non thermal equilibrium in the ionosphere. *J. Geophys. Res.*, **67**, 157-175 (1962).

[6] STOREY L.R.O. Programme FR-1: Une antenne électrique dipôle pour réception TBF dans l'ionosphère, C.N.E.T., Rap. tech. N° 308-TC (1963) (publié en anglais).

[7] STOREY L.R.O., RENARD C. and DRIANCOURT G. Programme FR-1 : l'expérience AEROBEE à Wallops island en octobre 1963, C.N.E.T., Rap. tech. N° 327-TC (1964) (publié en anglais).

[8] STOREY L.R.O. Définition scientifique du projet du satellite FR-1, C.N.E.S. - C.N.E.T. Rap. (1963) (publié en anglais).

PUISSANCE NON RÉVERSIBLE ET RÉSISTANCE DE RAYONNEMENT DES ANTENNES DANS LES GAZ IONISÉS ANISOTROPES

PAR

K.S.H. LEE et C.A. PAPAS

California Institute of Technology, Pasadena, Californie USA

Ces dernières années, un certain nombre de chercheurs ont apporté des contributions importantes au problème du calcul de la résistance de rayonnement d'une antenne dipolaire placée dans un milieu anisotrope. Cependant, la méthode qu'ils ont utilisée — appelée méthode conventionnelle — est handicapée par une fâcheuse difficulté : elle conduit à une valeur infinie de la résistance de rayonnement. Pour cette raison, la méthode ainsi que ses résultats est sujette à caution. Certains ont interprété cet infini comme une sorte de résonance, tandis que d'autres l'ont attribuée à la dimension infinitésimale de la source, suggérant que la difficulté ne se produirait pas si la source était de dimension finie.

Notre sentiment est que la difficulté est de nature plus profonde et due non pas simplement à la dimension de la source, mais à la méthode conventionnelle de calcul. Nous montrons que, quand la résistance de rayonnement est calculée conformément aux lois thermodynamiques de la réversibilité et de l'irréversibilité, elle possède une valeur physiquement raisonnable. Notre raisonnement est le suivant : la résistance de rayonnement est quelque chose d'analogue à la résistance dans un circuit, en ce sens que tous les deux mesurent une puissance irréversible, il s'ensuit que seule la partie irréversible de la puissance doit être utilisée pour calculer la résistance de rayonnement.

Notre point de départ est l'expression conventionnelle de la puissance moyenne P. En utilisant des combinaisons des champs avancé et retardé nous partageons P en une partie irréversible P_{IRR} et une partie réversible P_{REV}, de telle sorte que $P = P_{IRR} + P_{REV}$, et nous montrons que P_{IRR} ne présente pas de singularité, ce qui n'est pas le cas de P_{REV}. Ainsi nous obtenons pour la résistance de rayonnement $R = C\,P_{IRR}$ où C est une constante. Ce résultat obéit aux deux conditions requises : il est fini et irréversible. Auparavant, les chercheurs utilisaient l'expression $R = CP = C\,(P_{IRR} + P_{REV})$ et c'est là que se trouve la cause de leur difficulté parce que cette expression, à cause de P_{REV}, viole non seulement la condition requise d'irréversibilité mais aussi celle de caractéristique finie.

EXCITATION DE RÉSONANCE DE PLASMA PAR UNE PETITE ANTENNE DIPÔLE FONCTIONNANT EN IMPULSION

PAR

J.A. FEJER

Southwest Center for Advanced Studies, Dallas, Texas

1. Introduction

Ces dernières années des sondes ionosphériques, souvent appelées sondeurs « par le haut » ont été portées bien au-dessus du pic de la région $F2$ par des fusées (KNECHT et al., 1961, KNECHT et RUSSEL, 1962) et des satellites (LOCKWOOD, 1963, CALVERT et al., 1964). Les sondeurs par le haut furent construits pour explorer l'ionosphère par sa partie supérieure en mesurant le retard entre une impulsion RF émise et l'écho reçu, en fonction de la fréquence. Les ionogrammes obtenues par ces sondeurs montrèrent non seulement les échos escomptés mais aussi l'existence de réponses résonnantes persistantes, se développant à partir de l'émission à certaines fréquences caractéristiques et durant souvent quelques millisecondes.

La figure 1 montre un sondage par le haut typique pris par le satellite ALOUETTE, qui présente ces réponses résonnantes.

CALVERT et GOE (1963) trouvent que les résonances ont lieu aux fréquences suivantes : la fréquence de plasma électronique Π, des multiples de la fréquence cyclotron électronique Ω, la fréquence hybride supérieure $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$ et son harmonique second $2(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$. Celles à Π, $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$ et des premiers harmoniques de Ω sont toujours observées.

FEJER et CALVERT (1964) supposèrent que les résonances à toutes ces dernières fréquences pouvaient être attribuées à des oscillations électrostatiques locales des électrons ionosphériques dans le milieu quasi uniforme entourant le satellite. Par des arguments de plausibilité physique, ils montrèrent que la condition de longue persistance des oscillations locales est que le rapport de la vitesse de groupe à la vitesse de phase

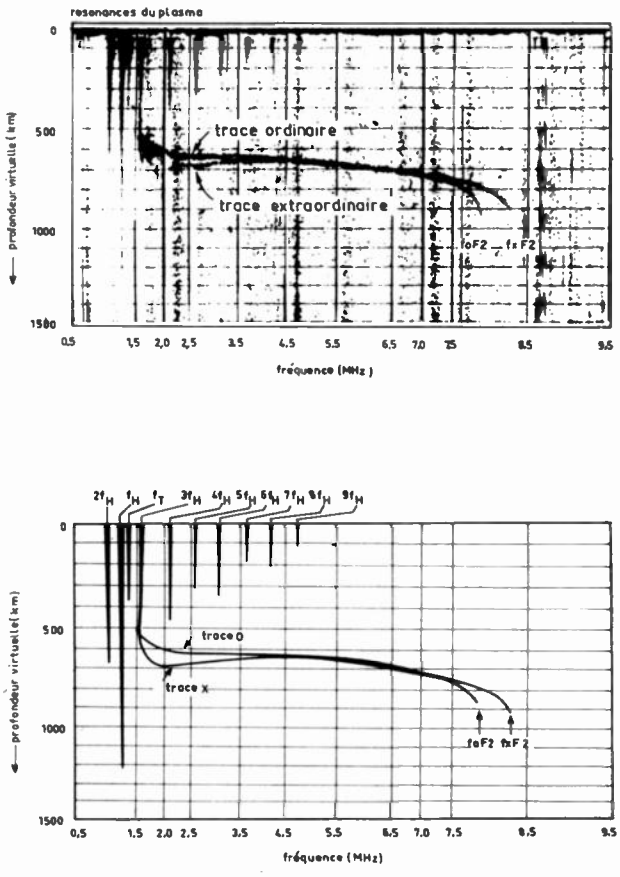


FIG. 1. — Ionogramme d'Alouette montrant les diverses résonances. Enregistré à 14,37 T.U. 7 avril 1963. Avec les notations de cet article $f_H = \Omega/2\pi$; $f_N = \Pi/2\pi$; $f_T = (\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}/2\pi$

soit beaucoup plus petit que l'unité. Ils montrèrent également que cette condition ne peut être satisfaite qu'au voisinage de certaines fréquences caractéristiques, et dans ce cas seulement, si le vecteur d'onde est soit presque parallèle au champ magnétique (pour les fréquences voisines de Π et de Ω), soit presque perpendiculaire (pour les fréquences voisines de $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$ et les harmoniques de Ω). NUTTALL (1965) et DOUGHERTY et MONAGHAN (1965) examinèrent les singularités de la fonction de GREEN et arrivèrent ainsi plus rigoureusement à la condition plus restrictive que la vitesse de groupe s'annule. A certaines fréquences, leur condition peut être satisfaite exactement pour un module k fini du vecteur d'onde, si l'effet du champ magnétique externe est pris en considération et si l'on utilise les équations de Maxwell complètes, plutôt que celle de l'électrostatique, combinées avec l'équation de Boltzmann sans collision. Dans l'approximation quasi statique, toutes les singularités, à une exception près, ont lieu pour $k = 0$.

Une étude complète du problème de l'excitation, suivie de la réception d'oscillations résonnantes par l'antenne du satellite, n'a pas été faite. Le problème de l'excitation devient plus facile que celui de la réception si l'on suppose qu'un plasma uniforme est excité par un dipôle infinitésimal dont le moment dipolaire est une fonction δ du temps. STURROCK (1965) a déterminé le champ électrique amorti des oscillations résonnantes pour une telle excitation et au point d'excitation. Il a utilisé l'approximation quasi statique pour la fréquence de plasma et la fréquence hybride supérieure. Son étude de l'excitation au voisinage des harmoniques de la fréquence cyclotron par l'approximation quasi statique conduit à des intégrales divergentes. STURROCK remarqua également que des oscillations non électrostatiques beaucoup plus faibles sont excitées au voisinage des fréquences (dites fréquences-coupures) satisfaisant $\Pi^2\omega^{-2} = 1 \pm \Omega\omega^{-1}$ pour la fréquence angulaire ω. Dans le calcul de ces dernières, STURROCK utilisa les équations de la théorie des plasmas froids.

DEERING et FEJER (1965) ont généralisé le travail de STURROCK. En l'absence d'un champ magnétique uniforme, leur calcul ne fut pas limité par l'approximation quasi statique. Leur résultat plus précis ne fut pratiquement pas différent de celui obtenu par l'approximation quasi statique. En présence d'un champ magnétique externe DEERING et FEJER utilisèrent l'approximation quasi statique, mais firent une estimation grossière de ses limites de validité. En outre, ils ne se bornèrent pas au calcul du champ au point d'excitation et montrèrent qu'en un autre point, le champ oscillant amorti est donné par les composantes de Fourier spatiales de l'impulsion d'excitation dont la vitesse de groupe est approximativement égale au rapport de la distance au point d'excitation au temps écoulé depuis l'instant d'excitation.

2. Formulation mathématique du problème

Supposant une variation en exp $(i\omega t - i\vec{k}\vec{r})$ des grandeurs figurant dans les équations de Maxwell, on obtient l'équation :

$$i\mu_0^{-1}\omega^{-1}\vec{k}\wedge\vec{k}\wedge\vec{E}(k,\omega)+i\omega\varepsilon_0\vec{E}+\vec{J}_{\text{INT}}(k,\omega)+\vec{J}_{\text{EXT}}(k,\omega)=0 \qquad (1)$$

pour le champ électrique $\vec{E}(k,\omega)$, où $\vec{J}_{\text{INT}}$ est le courant dû aux particules du plasma et $\vec{J}_{\text{EXT}}$ est le courant de la source (antenne) avec les unités MKS rationalisées. L'équation (1) sera interprétée comme une relation entre des composantes de Fourier (transformation par rapport au temps et à l'espace). Dans l'approximation quasi statique, l'équation 1 devient :

$$\vec{E}(k,\omega)=\frac{i\vec{k}}{\varepsilon_0 k^2}[\rho_{\text{INT}}(\vec{k},\omega)+\rho_{\text{EXT}}(\vec{k},\omega)]. \qquad (2)$$

La densité de charge :

$$\rho_{\text{EXT}}(\xi,\eta,\zeta,t) = P\delta(t)\delta(\xi)\delta(\eta)(d/d\zeta)[\delta(\zeta)] \qquad (3)$$

est celle d'une source dipôlaire infinitésimale d'axe orienté suivant la direction ζ du système de coordonnées Cartésien ξ, η, ζ. P est le moment dipolaire intégré dans le temps. L'équation (3) combinée avec l'équation de conservation $\vec{\nabla}\cdot\vec{J}_{\text{EXT}} = -\partial\rho_{\text{EXV}}/\partial t$ donne :

$$\vec{J}_{\text{EXT}}(\xi,\eta,\zeta,t) = P\delta(\xi)\delta(\eta)\delta(\zeta)(\mathrm{d}/\mathrm{d}t)[\delta(t)]\vec{u} \qquad (4)$$

où $\vec{u}$ est le vecteur unitaire de la direction ζ (direction du dipôle). Les transformées de Fourier $\rho_{\text{EXT}}(k,\Omega)$ et $\rho_{\text{INT}}(k,\Omega)$ sont déduites aisément de (3) et (4).

Les fonctions de distribution obéissent à l'équation de Boltzmann sans collision (STIX, 1962).

$$\frac{\partial f_j}{\partial t}+\vec{v}\cdot\frac{\partial f_j}{\partial\vec{r}}+\frac{Z_j e}{m_j}(\vec{E}+\vec{v}\wedge\vec{B})\cdot\frac{\partial f_j}{\partial\vec{v}}=0 \qquad (5)$$

où $f_j(r,v,t)$ est la fonction de distribution, m_j la masse, $Z_j e$ la charge des particules du type j, $\vec{r}$ le rayon vecteur, $\vec{v}$ la vitesse et $\vec{B}$ l'induction du champ magnétique uniforme externe.

La densité de charge est donnée par :

$$\rho_{\text{INT}} = \sum_j Z_j e \int f_j \mathrm{d}\vec{v}$$

et la densité de courant par :

$$J_{\text{INT}} = \sum_j Z_j e \int \vec{v} f_j \mathrm{d}\vec{v}.$$

Les équations (1), (4), (5) et (7) peuvent être combinées pour calculer le champ électrique résultant de

l'excitation par une source dipolaire infinitésimale. Si l'approximation quasi statique était suffisamment précise, ce serait les équations (2), (3), (5) et (6) qu'il faudrait utiliser.

De tels calculs ont été effectués en détail par DEERING et FEJER (1965). Nous ne considérerons ici que les étapes essentielles et les résultats de leurs calculs. Auparavant il est instructif de discuter la nature de l'équation de dispersion des ondes pouvant se propager dans un plasma uniforme, et les conditions de résonance.

3. Propagation des ondes dans un plasma uniforme, en l'absence d'un champ magnétique externe

En l'absence d'un champ magnétique, l'analyse de LANDAU (1946) basée essentiellement sur les équations (2), (5) et (6) avec $\rho_{EXT} = B = 0$, montre que, dans un plasma uniforme sans collisions, chaque composante de Fourier spatiale de la perturbation initiale de la fonction de distribution engendre une onde électrostatique longitudinale de la forme : $\exp(i\omega t - \alpha t - i\vec{k}\cdot\vec{r})$, où ω est la fréquence angulaire et α la constante d'amortissement qui décrit le phénomène connu sous le nom d'amortissement Landau. Pour une distribution de vitesse maxwellienne et pour $hk \ll 1$:

$$\omega = \Pi(1+3h^2k^2)^{1/2} \tag{8}$$

$$\alpha = \left(\frac{\pi}{8}\right)^{1/2} \Pi h^{-3}k^{-3} \exp\left(-\frac{1}{2}h^{-2}k^{-2}\right) \tag{9}$$

où $\Pi = (N_e^2/\varepsilon_0 m)^{1/2}$ est la fréquence de plasma électronique et $h = (\varepsilon_0 KT/N_e^2)^{1/2}$ est la longueur de Debye. L'équation (9) met en évidence que, pour $hk < 0{,}1$, la constante de temps correspondant à α devient bien supérieure à 10 000 années et l'onde devient non amortie pour toute application pratique. Pour $hk \ll 1$ la vitesse du groupe peut être déduite de l'équation (8) et son module est donné par :

$$u = \frac{\partial\omega}{\partial k} \approx 3h^2k\Pi = 3hkV \tag{10}$$

où $V = h\Pi = (kT/m)^{1/2}$ est de l'ordre de la vitesse thermique moyenne des électrons. Imaginons maintenant un paquet d'ondes de spectre centré sur k (en module) dont la largeur est environ égale à k et d'amplitude environ $2\Pi/k$. Il est clair qu'un tel paquet d'ondes va s'étaler dans toutes les directions avec la vitesse de groupe u et ainsi un étalement notable se produira dans un intervalle de temps donné grossièrement par $2\Pi k^{-1}u^{-1}$. Ce temps mesuré en période de plasma est :

$$\tau = k^{-1}\Pi/u = (3h^2k^2)^{-1} \tag{11}$$

et ainsi, en l'absence de champ magnétique, des oscillations locales peuvent persister durant un grand nombre de périodes si $hk \ll 1$. Il est intéressant de remarquer que la première expression de τ dans (11) est le rapport de la vitesse de phase à la vitesse de groupe des ondes. Ainsi, en l'absence d'un champ magnétique externe, une condition équivalente de la persistance longue des oscillations locales est un rapport élevé de la vitesse de phase à la vitesse de groupe.

4. Propagation des ondes dans un plasma uniforme en présence d'un champ magnétique externe. Conditions de résonance

En présence d'un champ magnétique externe, l'analyse quasi statique de la propagation des ondes doit être basée sur nos équations (2), (5) et (6) avec $\rho_{EXT} = 0$ (STIX, 1962). Par analogie avec l'analyse faite en l'absence d'un champ magnétique, on peut chercher à examiner les ondes de vecteur d'onde k très inférieur à h^{-1}, quoique le cas en diffère par plusieurs points importants. En présence d'un champ magnétique, la condition d'un faible amortissement Landau est :

$$|\omega + m\Omega| \gg k\Pi h\cos\theta \ ,$$

ou m est un nombre entier et θ est l'angle entre $\vec{k}$ et le champ magnétique. L'amortissement Landau disparaît quand $\vec{k}$ est exactement perpendiculaire au champ magnétique ; pour d'autres directions de $\vec{k}$ l'amortissement Landau devient fort même pour les ondes de longueur très supérieure à la longueur de Debye si leur fréquence est au voisinage de la fréquence cyclotron électronique ou d'un de ses harmoniques. L'examen approprié de l'équation de dispersion, fait par FEJER et CALVERT (1964) a montré que, supposant une masse ionique infinie, des ondes « électrostatiques », de nombre d'onde très inférieur à l'inverse de la longueur de Debye, peuvent exister au voisinage des fréquences données par l'équation :

$$\omega^2 = \frac{1}{2}\{\Omega^2 + \Pi^2 \pm [(\Omega^2 - \Pi^2)^2 + 4\Omega^2\Pi^2\sin^2\theta]^{1/2}\} \tag{13}$$

et pour $\theta \sim \pi/2$ au voisinage des harmoniques de la fréquence cyclotron des électrons. Les oscillations près des harmoniques de la fréquence cyclotron sont fortement amorties, bien que leur longueur d'onde soit très supérieure à la longueur de Debye, sauf quand k est presque perpendiculaire au champ magnétique. Les fréquences données par (13) sont souvent appelées fréquences résonnantes (SPITZER, 1962) ; la condition (13) est identique à la condition bien connue : $X = (1-Y^2)/(1-Y_L^2)$ (RATCLIFFE, 1959) donnant les infinis de l'indice de réfraction des ondes électromagnétiques dans un plasma froid.

L'équation (13) est illustrée par la figure 2 ; les ondes la satisfaisant approximativement, satisfont aussi la condition d'un faible amortissement Landau à l'exception de $\theta \sim 0$, $\omega \sim \Omega$. La figure 3*a* donne

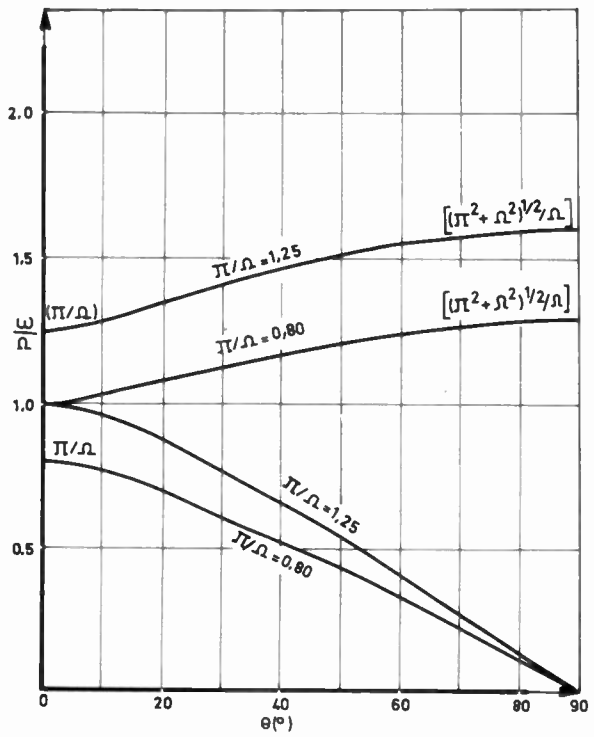


FIG. 2. — Les deux solutions résonnantes de l'Eq. (13) en fonction de l'angle θ entre k et le champ magnétique pour deux valeurs du paramètre Π/Ω

l'allure des surfaces ω = constante dans l'espace $\vec{k}$ et montre que $kh \ll 1$ n'est pas une condition suffisante pour que la vitesse de groupe $|\partial\omega/\partial\vec{k}|$ soit faible puisque les courbes se ressèrent quand on s'approche de l'origine. La seule exception est au voisinage de $\theta \sim 0$ et $\theta \sim \pi/2$ ainsi seules les fréquences résonnantes ayant $\theta \sim 0$ et $\theta \sim \pi/2$ dans la figure 2 donneront des oscillations locales à persistance longue. Celles-ci sont la fréquence de plasma Π et la fréquence cyclotron Ω pour $\theta \sim 0$ et la fréquence hybride supérieure $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$ près de $\theta = \pi/2$. La restriction doit être répétée ici : les oscillations près de $\omega = \Omega$ peuvent ne pas satisfaire la condition de faible amortissement Landau. De plus il y a les oscillations, non représentées par les figures 2 et 3, près des harmoniques de la fréquence cyclotron électronique. Pour $\theta \sim \pi/2$ ces oscillations ont un faible amortissement Landau et une faible vitesse de groupe.

Des analyses plus complètes des conditions d'oscillation locale à grande persistance, sans les restrictions de l'approximation quasi statique, ont été faites par NUTTALL (1965) et par DOUGHERTY et MONAGHAN (1965). Une de leurs conclusions est que, dans certains cas, la vitesse de groupe peut s'annuler exactement pour une valeur finie de k si l'on emploie l'ensemble complet des équations de Maxwell. Un exemple de ceci, au voisinage de la fréquence hybride supérieure, peut être observée sur les figures 3*a* et 3*b* : la première représente l'approximation quasi statique, compte tenu de l'agitation thermique, valable pour d'assez grandes valeurs de k (bien qu'inférieure à l'inverse de la longueur de Debye) ; la seconde représente l'approximation des plasmas froids et elle est valable pour des valeurs beaucoup plus petites de k. La figure 3*b* représente donc le comportement réel des courbes de la figure 3*a*, très près de l'origine. De ces deux figures, il apparaît immédiatement que ω a une limite supérieure en-deçà de laquelle la vitesse de groupe peut s'annuler pour une valeur finie de k qui peut être obtenue, par exemple, à partir d'une analyse basée sur les équations (1), (5) et (7) de cet article.

L'étude faite par DOUGHERTY et MONAGHAN donne :

$$k^2 \approx \Omega\left(\Omega^2 - \frac{\Pi^2}{3}\right)/cV \ ,$$

où $V = (KT/m)^{1/2}$, K est la constante de Boltzmann et c la vitesse de la lumière. Il est intéressant de noter que la figure 3*a* représente les courbes ω = Cte seulement pour $\Pi < 3^{1/2}\Omega$; pour $\Pi > 3^{1/2}\Omega$, la vitesse de groupe ne s'annule pas pour une valeur finie de k. L'étude du problème de l'excitation par DERRING et FEJER (1963) fait apparaître que l'annulation de la vitesse de groupe pour une valeur finie de k peut

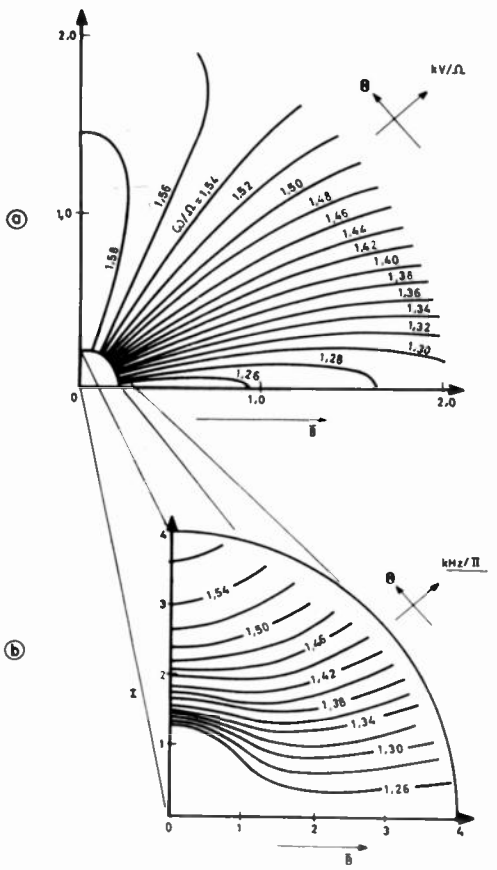


FIG. 3. — Courbes donnant des surfaces ω = Cte dans l'espace des k pour $\Pi/\Omega = 1{,}25$ $[(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2} \approx 1{,}60]$. Les courbes de la figure 3*a* sont basées sur l'équation de Boltzmann sans collisions et les équations de l'électrostatique ; celles de la figure 3*b* sur des formules d'Appleton Hartree. La figure 3*b* montre le comportement de courbes de la figure 3*a* au voisinage de l'origine, pour $V/C \ll 1$. Remarquer la différence d'échelle radiale entre 3*a* et 3*b*.

ne pas être aussi important, en pratique, qu'on pouvait le penser à première vue. Cela sera discuté plus en détail par la suite.

L'étude de DOUGHERTY et MONAGHAN (1965) montre également qu'il y a au moins quatre conditions de résonance différentes au voisinage des harmoniques de la fréquence cyclotron ; seule la résonance du type électrostatique près de $k \sim 0$ fut traité par FEJER et CALVERT (1964) et par DEERING et FEJER (1965). De nouveau, cette restriction peut ne pas être très conséquente. Une des conditions de résonance de DOUGHERTY et MONAGHAN, par exemple, prévoit une fréquence de résonance différant largement des harmoniques de la fréquence cyclotron ; cela n'a pas été observé, bien que la différence soit mesurable (KING, communication privée citée par DOUGHERTY et MONAGHAN).

5. Excitation par une impulsion d'un dipôle infinitésimal

5.1. Méthode de calcul

Le calcul du champ électrique des oscillations excitées par la source décrite par l'équation (3) ou (4) est relativement simple en principe, bien que les intégrales qui en résultent soient parfois difficiles à évaluer.

La transformée de Fourier $\vec{J}_{\mathrm{INT}}(\vec{k}, \omega)$ de la densité de courant peut être exprimée à partir de $\vec{E}(\vec{k}, \omega)$ grâce aux équations (5) et (7) et peut être alors portée en (1). De cette manière $\vec{E}(\vec{k}, \omega)$ peut être obtenue en fonction de la transformée de Fourier de $\vec{J}_{\mathrm{EXT}}(\xi, \eta, \zeta, t)$ donnée par (4). Le calcul de l'inverse de la transformation de Fourier fait alors intervenir l'évaluation des intégrales en $\vec{k}$ et ω. Ce processus fut suivi par DEERING et FEJER (1965) pour calculer l'excitation en l'absence de champ magnétique. Les résultats précis obtenus de cette manière ne diffèrent pas, de façon significative, de ceux obtenus à partir de l'approximation quasi statique, dans la région qui nous intéresse.

En présence du champ magnétique, STURROCK (1965) et DEERING et FEJER (1965) utilisèrent l'approximation quasi statique. Ils exprimèrent la transformée de Fourier de $\rho_{\mathrm{INT}}(\vec{k}, \omega)$ de la densité de charge à partir de $\vec{E}(\vec{k}, \omega)$ à l'aide des équations (5) et (6) et substituèrent alors l'expression de $\rho_{\mathrm{INT}}(\vec{k}, \omega)$ dans l'équation (2). De cette manière $\vec{E}(\vec{k}, \omega)$ fut exprimé en fonction de la transformée de Fourier de $\rho_{\mathrm{EXT}}(\xi, \eta, \zeta, t)$ donnée par (3). La transformée de Fourier inverse fut alors évaluée.

L'évaluation des intégrales nécessite certaines approximations. Dans le cas des résonances à Π et $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$, on suppose que l'angle entre $\vec{k}$ et le champ magnétique est voisin de 0 et $\pi/2$, que $kh \ll 1$ et que l'amortissement Landau est négligeable. De semblables suppositions sont aussi faites dans les calculs effectués pour les oscillations voisines de la fréquence hybride inférieure où l'on tient alors compte du mouvement des ions dans l'équation (5).

Les approximations faites au voisinage des harmoniques de la fréquence cyclotron sont plutôt différentes parce que l'amortissement Landau a un effet négligeable sur ces oscillations. Les résultats obtenus pour ces fréquences sont moins précis que pour les autres fréquences parce qu'il ne fut que grossièrement tenu compte de l'amortissement de l'effet Landau, en coupant les intégrations des transformées inverses aux valeurs angulaires où cet effet devient grand.

Après cette brève description du procédé de calcul, les résultats vont être décrits schématiquement, successivement pour différentes fréquences de résonance.

5.2. Caractéristiques générales du champ électrique oscillant calculé

A l'exception des oscillations au voisinage de la fréquence cyclotron, il y a une similitude qualitative remarquable entre les différentes fréquences de résonance, prévues par la théorie. Autour du point d'excitation, il y a une région où le champ électrique oscillant est uniforme et d'amplitude décroissant comme une puissance inverse du temps. Hors de cette région intérieure en expansion, le champ n'est pas uniforme et sa phase, ainsi que son amplitude s'il y a un champ magnétique externe, sont fonction de la distance. A un instant déterminé, l'amplitude dans la région extérieure croît en fait avec la distance, quand il y a un champ magnétique externe. En un point fixe de la région extérieure, le champ décroît comme une puissance inverse du temps (supérieure ou égale à celle de la région intérieure). La théorie montre que, près d'un point donné de cette région extérieure, le spectre de Fourier spatial des ondes contribuant au champ à un instant donné est relativement étroit et que la vitesse de groupe correspondant aux vecteurs d'ondes principaux du spectre est égale au rapport de la distance au temps écoulé depuis l'excitation.

Les prévisions de la théorie pour la région extérieure ne sont plus valables pour des distances qui ne sont pas très inférieures à la valeur Vt environ où $V = (KT/m)^{1/2}$ est de l'ordre de grandeur de la vitesse moyenne d'agitation thermique et où t est le temps écoulé depuis l'excitation. Cela n'est pas surprenant puisque la vitesse de groupe des ondes responsables du champ à ces distances n'est pas beaucoup plus petite que V, il s'ensuit, d'après (10), que la condition $hk \ll 1$ n'est pas satisfaite et que l'amortissement Landau peut devenir appréciable. Il faut remarquer que si le point d'observation s'éloigne du point d'excitation avec la vitesse typique d'un satellite en orbite, la distance restera inférieure à Vt puisque les vitesses des satellites sont beaucoup plus faibles que V. Les suppositions de la théorie ne sont pas invalidées dans un tel cas, sauf pour les oscillations voisines de la fréquence hybride inférieure où la vitesse correspondante est beaucoup plus petite que V et provient de la vitesse thermique des ions. On doit rappeler,

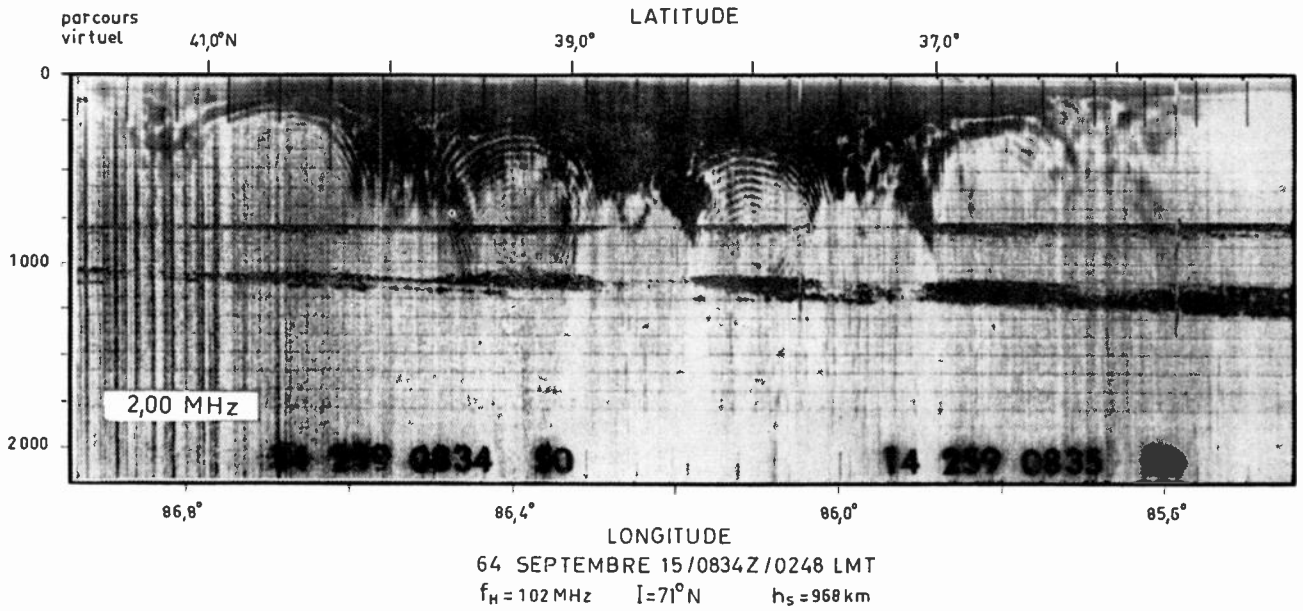


FIG. 4. — Enregistrement de la résonance, au voisinage du deuxième harmonique de la fréquence cyclotron, pris par le sondeur « par le haut », à fréquence fixe de S 48. Les amplitudes et la figure de résonance remarquable sont affectées par la rotation du satellite. (Communiqué par Boulder Laboratories of the National Bureau of Standards).

cependant, que les dimensions réelles des antennes des satellites sont finies, donc que les arguments concernant des antennes ponctuelles ne peuvent leur être appliqués sans quelques réserves.

La dimension finie des antennes est particulièrement importante quand on considère la manière dont la phase varie avec la position dans la région extérieure. Si la source a une dimension finie ou s'il y a plusieurs sources ponctuelles, la variation de la phase avec la position conduira à des effets d'interférence dans le champ des oscillations. Les fluctuations, d'amplitudes quasi périodiques, des oscillations amorties, observées par les satellites, et que l'on voit sur l'enregistrement de la figure 4, prise par le sondeur à fréquence fixe de S 48, sont probablement la manifestation de tels effets d'interférence. Si l'on considère les oscillations excitées par une source dipolaire infinitésimale, en un point donné, il est alors clair qu'initialement la distance L à la source sera supérieure à Vt et la théorie ne peut rien prévoir ; apparemment il s'agit de la période d'amorçage des oscillations qui n'est pas décrite par la présente théorie. Par la suite, Vt devient plus grand que la distance L et la théorie concernant la « région extérieure » devient applicable, avec sa vitesse de décroissance rapide suivie éventuellement par la vitesse de décroissance plus faible de la « région intérieure ». Dans la région extérieure, les ondes de vitesse de groupe L/t dominent dans le spectre. Cette vitesse de groupe décroît avec le temps jusqu'à ce que la « région intérieure » englobe ce point. Pour les besoins de la pratique, la distance L peut être prise égale à zéro et les ondes de vitesse de groupe, voisines de zéro, dominent dans le spectre.

Si le champ est pris en un point qui s'éloigne de la source avec une vitesse constante beaucoup plus petite que V, alors la situation est renversée : le point est d'abord dans la région intérieure puis dans la région extérieure et il n'atteindra jamais la région d'amorçage.

5.3. Oscillation au voisinage de la fréquence de plasma, en l'absence de champ magnétique

Le champ électrique des oscillations aux distances $r \ll 6^{1/2} V t^{1/2} \Pi^{-1/2}$ de la source (région intérieure), est donné par l'équation :

$$\vec{E}(r, t) = \frac{P}{12\varepsilon_0 V^3}\left(\frac{2\Pi^5}{\pi^3 t^3}\right)^{1/2} \vec{u} \sin\left(\Pi t - \frac{\pi}{4}\right) \qquad (15)$$

où $\vec{u}$ est le vecteur unité de la direction de l'axe du dipôle. L'équation (15) représente une région de champ oscillant uniforme dont l'amplitude décroît comme $t^{-3/2}$; la frontière de la région intérieure s'éloigne comme $t^{1/2}$. On doit noter que l'amplitude du champ dépend fortement de V et donc aussi de la température des électrons ; c'est une propriété commune à toutes les oscillations discutées ici.

Le champ électrique dans la région extérieure, aux distances r, satisfaisant l'inégalité

$$Vt \gg r \gg 6^{1/2} V t^{1/2} \Pi^{-1/2},$$

est donné par l'équation :

$$\vec{E}(r, t) \cong \frac{P}{6\varepsilon_0 V^3}\left(\frac{\Pi^5}{6\pi^3 t^3}\right)^{1/2} \vec{e}_r \cos\theta \times \cos\left(\Pi t - \frac{3\pi}{4} - \frac{\Pi r^2}{6V^2 t}\right) \qquad (16)$$

où θ est l'angle entre le rayon vecteur $\vec{r}$ et l'axe du dipôle, et $\vec{e}_r = \vec{r}/r$ le vecteur unité dans la direction radiale. Ce champ est radial ; son amplitude est maximale le long de l'axe du dipôle et minimale dans

les directions perpendiculaires. L'amplitude du champ ne dépend que de la direction du rayon vecteur $\vec{r}$ et non de son module (distance). L'amplitude du champ oscillant décroît comme $t^{-3/2}$, exactement comme dans la région intérieure.

La phase du champ dans la région intérieure, donnée par (16), est une fonction de la distance r. Bien que le terme phase ne soit pas celui d'une onde progressive, il peut donner des effets d'interférence. On le voit clairement si on a deux sources ponctuelles en deux points différents ; les champs des deux sources seront en phase en certains points et en opposition de phase en d'autres points.

Une longueur d'onde effective λ pour ces interférences peut être définie par l'équation :

$$(\Pi/6V^2t)\,[(r+\lambda)^2-r^2] = 2\pi \qquad (17)$$

où on suppose $r \gg 1$. La longueur d'onde effective est alors donnée par l'équation :

$$\lambda/h = 6\pi\Pi t/(r/h). \qquad (18)$$

Cette équation énonce que la longueur d'onde effective, avec la longueur de Debye comme unité de mesure, est égale à $12\pi^2$ fois le rapport du temps mesuré avec la période de plasma à la distance mesurée avec la longueur de Debye. Il est intéressant de noter que, pour un point s'éloignant de la source avec une vitesse constante $\vec{v}_s$ (démarrant à l'instant d'excitation), la longueur d'onde est indépendante du temps.

Si $r = v_s t$ est substitué dans le coefficient du cosinus dans (16) le résultat est $\Pi t(1-v_s/6V^2)-3\pi/4$ ce qui montre que la fréquence des oscillations vue par un point en mouvement ne différera que très peu de la fréquence de plasma tant que $v_s \ll V$ et cela est certainement vrai pour une vitesse typique de satellite.

5.4. Oscillation au voisinage de la fréquence de plasma, en présence d'un champ magnétique

L'axe du dipôle est supposé parallèle au champ magnétique. Le champ électrique des oscillations est presque parallèle au champ magnétique ; il est presque indépendant des coordonnées normales du champ magnétique et ne dépend que de la coordonnée z, parallèle au champ magnétique. Dans la région intérieure, c'est-à-dire pour $z \ll 6^{1/2}Vt^{1/2}\Pi^{-1/2}$, l'amplitude du champ électrique est :

$$E(z,t) = \frac{P(\Omega^2-\Pi^2)}{\varepsilon_0\Omega^2 t^{5/2}}\left(\frac{\Pi}{6\pi V^2}\right)^{3/2}\sin\left(\Pi t+\frac{\pi}{4}\right) \qquad (19)$$

ce qui est un champ uniforme s'amortissant comme $t^{-5/2}$. Dans la région extérieure définie par l'inégalité $Vt \gg z \gg 6^{1/2}Vt^{1/2}\Pi^{-1/2}$, le champ électrique est donné par :

$$E(z,t) = -\frac{P(\Omega^2-\Pi^2)}{(2\pi)^{3/2}\varepsilon_0\Omega^2}\left(\frac{\Pi}{3V^2}\right)^{5/2}\frac{z^2}{t^{7/2}} \times \cos\left(\Pi t+\frac{\pi}{4}-\frac{z^2\Pi}{6V^2t}\right). \qquad (20)$$

L'amplitude de ce champ croît comme le carré de la distance parallèlement au champ magnétique, à un instant donné. En un point fixe, l'amplitude décroît comme $t^{-7/2}$, mais pour un point s'éloignant de la source avec une vitesse de composant v_s parallèlement au champ magnétique, la loi de décroissance est en $t^{-3/2}$ tant que le point est dans la région extérieure. Le terme de phase dans l'équation (20) est analogue à celui de l'équation (19) sauf que la distance est mesurée le long du champ magnétique.

Il est intéressant de remarquer que les champs donnés par (19) et (20) deviennent très petits quand la différence entre Ω et Π devient petite (l'approximation n'est plus valable pour $\Omega = \Pi$). Les équations (19) et (20) ne valent que pour un champ magnétique suffisamment fort et les champs qu'elles prévoient sont beaucoup plus faibles que ceux donnés par les équations (15) et (16).

5.5. Les résonances hybrides

L'axe du dipôle est supposé perpendiculaire au champ magnétique. Le champ électrique des oscillations est presque perpendiculaire au champ magnétique, il est presque indépendant de la coordonnée z et ne dépend que des deux autres coordonnées cylindriques ρ et Φ_0 où Φ_0 est pris relativement à l'axe du dipôle.

Pour les oscillations voisines de la fréquence hybride supérieure dans la région intérieure, soit pour les distances satisfaisant :

$$\rho \ll 12^{1/2}h\,\frac{\Pi^2 t^{1/2}}{|3\Omega^2-\Pi^2|^{1/2}(\Pi^2+\Omega^2)^{1/4}} \qquad (21)$$

le champ électrique est presque uniforme et est donné par :

$$\vec{E}(\rho,t) = \vec{u}\,\frac{P(\Pi^2+\Omega^2)(3\Omega^2-\Pi^2)^{2/3}}{8\pi 3^{3/2}\varepsilon_0\Omega\Pi^2V^3} \times \frac{\sin\left[(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}t+\text{phase}\right]}{t^2} \qquad (22)$$

l'amplitude de ce champ décroît comme t^{-2}.

Dans la région extérieure, soit pour les distances satisfaisant l'inégalité :

$$12^{1/2}h\,\frac{\Pi^2 t^{1/2}}{|3\Omega^2-\Pi^2|^{1/2}(\Pi^2+\Omega^2)^{1/4}} \ll \rho \ll 3^{1/2}Vt\left(\frac{\Pi^2}{|3\Omega^2-\Pi^2|}\right)^{1/2}, \qquad (23)$$

le champ électrique est principalement radial (dans la direction ρ) et donné par :

$$E_\rho(\rho, \Phi_0, t) = \frac{P(\Omega^2+\Pi^2)^{5/4}(3\Omega^2-\Pi^2)\rho\cos\Phi_0}{9\varepsilon_0(2\pi)^{3/2}\Omega\Pi^3V^4} \times \frac{1}{t^{5/2}} \cos\left[(\Omega^2+\Pi^2)^{1/2}t + \frac{\rho^2(3\Omega^2-\Pi^2)(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}}{6h^2\Pi^4 t} + \text{phase}\right]. \tag{24}$$

L'amplitude de ce champ croît, à un instant donné comme ρ. En un point donné, l'amplitude décroît comme $t^{-5/2}$, mais pour un point s'éloignant de la source avec une composante de vitesse v_s perpendiculairement au champ magnétique, la loi de décroissance est $t^{-3/2}$ tant que le point est dans la région extérieure ; le terme de phase dans (24) est analogue à celui de (16) sauf que la distance est mesurée dans une direction normale au champ magnétique.

Il est intéressant de remarquer que les champs des équations (22) et (24) deviennent très faibles quand $3\Omega^2 \sim \Pi^2$ ou quand $2\Omega \sim (\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$. Comme on l'a déjà dit, la vitesse de groupe s'annule pour une valeur finie de k quand $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2} < 2\Omega$ mais pas quand $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2} > 2\Omega$. DEERING et FEJER (1964) ont estimé grossièrement comment modifier l'approximation quasi statique représentée par (22) et (24) quand l'équation de Boltzmann sans collision est combinée avec les équations de Maxwell dans leur totalité. Ils conclurent qu'au point d'excitation, cette solution modifiée concordait bien au début avec (22), mais que si $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2} < 2\Omega$, la décroissance devient inversement proportionnelle au temps, après quelques millisecondes, c'est-à-dire beaucoup plus lente. Si le champ est considéré en un point en mouvement, alors l'annulation exacte de la vitesse du groupe n'a pas grande signification pour les vitesses caractéristiques de satellites et l'approximation quasi statique reste valable plus longtemps, à moins que le déplacement soit voisin de la direction du champ. DEERING et FEJER, considérant également les oscillateurs au voisinage de la fréquence hybride inférieure, montrèrent que la fréquence des oscillations, vues d'un point s'éloignant avec une vitesse v_s dans une direction perpendiculaire au champ magnétique, diffère appréciablement de la fréquence hybride, à moins que v_s soit très inférieure à la vitesse thermique moyenne des ions. Comme cette dernière condition n'est pratiquement jamais satisfaite, la fréquence mesurée ne donnera qu'une vague indication des vraies valeurs de la fréquence hybride inférieure. C'est très malheureux car une connaissance de la fréquence hybride inférieure donnerait de précieuses indications sur la composition ionique.

5.6. HARMONIQUE DE LA FRÉQUENCE CYCLOTRON DES ÉLECTRONS

Ainsi qu'on l'a déjà mentionné, les résultats pour ces fréquences sont quelque peu moins précis que pour les autres fréquences de résonance. Le champ électrique des oscillations est presque perpendiculaire au champ magnétique, et leur comportement est analogue, en bien des points, aux oscillations voisines de la fréquence hybride supérieure. Les expressions du champ électrique obtenues par DEERING et FEJER sont plutôt volumineuses et ne seront pas données ici. Si n est grand, le champ électrique du n^e harmonique est alors bien approché, dans la région extérieure, la plus importante pratiquement, par l'expression :

$$E_\rho = \frac{\pi^2 P\rho\cos\Phi_0}{2^3\rho^{3/2}n^3\varepsilon_0 V^4}\Omega^5|\Omega^2(n^2-1)-\Pi^2|^{-1}t^{-2}\sin\left(n\Omega t \pm \frac{2^{1/2}\rho\Omega}{2\,718V} + \text{phase}\right). \tag{25}$$

Ce qui donne une variation temporelle en t^{-1} pour un point en mouvement (strictement vrai pour toute valeur de n) et représente une décroissance plus faible que pour toutes les autres résonances. Il est intéressant de remarquer que l'amplitude de ces oscillations est renforcée quand leur fréquence $n\Omega$ est voisine de la fréquence hybride supérieure $(\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$. L'expression plus précise de DEERING et FEJER montre que cela n'est vrai que pour $n > 3$ et que pour $n = 2$, les oscillationss ont en réalité affaiblies quand $2\Omega \sim (\Pi^2+\Omega^2)^{1/2}$.

5.7. OSCILLATIONS VOISINES DE LA FRÉQUENCE CYCLOTRON DES ÉLECTRONS

Le champ électrique de ces ondes est presque parallèle au champ magnétique. Le résultat, déduit de l'approximation quasi statique à cette fréquence, est peut-être le moins exact et le plus douteux. Le champ au point d'excitation est donné par :

$$E(z, t) = \frac{P\Omega}{2^7\pi^2\varepsilon_0\Pi^2V^3}\frac{1}{t^5}\sin\Omega t \tag{26}$$

et la décroissance est très rapide.

6. Discussion

Les calculs décrits ici ne résolvent qu'un problème idéalisé : l'excitation d'un plasma uniforme par des courants extérieurs déterminés et infinitésimaux, à la fois dans l'espace et le temps. La généralisation à des sources de dimensions finies dans l'espace et le temps peut être effectuée, par exemple, en exprimant le champ d'une source étendue, déterminée comme une intégrale de sources infinitésimales et considérée alors comme une fonction de Green du problème. On doit se rappeler que, même cette fonction de Green, n'a été calculée avec précision que près des fréquences de plasma et hybride (et non aux harmoniques de la fréquence cyclotron) et, dans ce cas, seulement par

l'approximation quasi statique. En outre les résultats obtenus ne décrivent que la décroissance et non l'amorçage des oscillations, compte tenu de la restriction qui s'exprime par $t \gg z/V$ au voisinage de la fréquence de plasma.

En dépit de ces nombreuses limitations, les résultats obtenus ont une certaine signification physique. Ainsi si une impulsion très courte était effectivement utilisée pour exciter une antenne réelle, le courant circulant alors dans cette antenne pourrait être calculée à partir de son comportement dans le vide, puisque le plasma ne réagit pas immédiatement aux composantes à très haute fréquence de l'impulsion et il s'ensuit que l'impédance effective serait la même que dans le vide. Les calculs du champ oscillant présentés ici sont alors corrects, au moins pour des distances raisonables et après les corrections dues à ses dimensions finies. Même dans ce cas cependant, la détermination du champ reçu soit par la même antenne, soit par une autre, nécessite davantage de développement.

Les calculs du champ oscillant donnés ici ne peuvent s'appliquer directement si l'on excite l'antenne par une impulsion de radiofréquence, durant plusieurs centaines de périodes, à une fréquence de résonance. L'impédance de l'antenne peut alors être considérablement plus élevée que celle dans le vide et on ne peut faire de supposition sur le courant circulant dans l'antenne. Si l'impulsion appliquée a une tension HF constante, on peut alors s'attendre à une décroissance progressive du courant HF durant l'impulsion.

Il semble logique que l'étape suivante de la théorie soit le calcul, mathématiquement difficile, de l'impédance de l'antenne au voisinage des fréquences de résonance, la mesure de cette impédance pouvant être la meilleure manière de détecter ces résonances.

BIBLIOGRAPHIE

CALVERT W. and GOE G.B. — Plasma resonances in the upper ionosphere, *J. Geophys. Research*, *68* (22), pp. 6113-6120, 1963.

CALVERT W.. KNECHT R.W. and Van ZANDT T.E. — Ionosphere Explorer I Satellite : First observations from the fixed-frequency topside sounder. *Science*, *146*, pp. 391-395, 1964.

DEERING W.D. and FEJER J.A. — Excitation of plasma resonances by a small pulsed dipole, submitted to Physics of Fluids, 1965.

DOUGHERTY J.P. and MONAGHAN J.J. — Theory of resonances observed in ionograms taken by sounders above the ionosphere. University of Cambridge preprint, 1965.

FEJER J.A. and CALVERT W. — Resonance effects of electrostatic oscillations in the ionosphere. *J. Geophys. Research*, *69* (23), pp. 5049-5062, 1964.

KNECHT R.W. and RUSSELL S. — Pulsed radio soundings of the topside of the ionosphere in the presence of spread F. *J. Geophys. Research*, *67* (3), pp. 1178-1182, 1962.

KNECHT R.W., Van ZANDT T.E. and RUSSELL S. — First pulsed radio soundings of the topside of the ionosphere. *J. Geophys. Research*, *66* (9), pp. 3078-3081, 1961.

LANDAU L. — On the vibrations of the electronic plasma. *J. Phys. USSR*, *10* (1), pp. 25-34, 1946.

LOCKWOOD G.E.K. — Plasma and cyclotron spike phenomena observed in topside ionograms, *Can J. Phys.*, *41*, pp. 190-194, 1963.

NUTTALL J. — Singularities of a Green's function for a collisionless magnetoplasma, *Phys. Fluids*, *8*, pp. 286-296, 1965.

STIX T.H. — The theory of plasma waves, McGraw-Hill Book Company, New York, 1962.

STURROCK P.A. — Dipole Resonances in a homogeneous plasma in a magnetic field. *Phys. Fluids*, *8*, pp. 88-96, 1965.

***

Cette étude a été patronnée par la NATIONAL AERONAUTIC AND SPACE ADMINISTRATION sous contrat NsG-269-62.

PROPAGATION D'ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES DANS LE MILIEU IONISÉ ENTOURANT UN ENGIN HYPERSONIQUE

PAR

J. DOREY

ONERA, 92-Châtillon-sous-Bagneux, France

1. Introduction

On détermine les caractéristiques des plasmas de rentrée ; des problèmes particuliers se posent dans les couches de transition.

On étudie les propagations d'ondes électromagnétiques dans ces plasmas et on cherche les conditions de découplage entre les propagations d'ondes électromagnétiques pures et les propagations d'ondes de charges ; on en déduit une condition de l'approximation diélectrique qui est traitée par l'équation de Ginzburg.

Réciproquement, si cette condition de découplage n'est pas réalisée, on cherche s'il existe des zones dans le plasma hypersonique susceptibles de rayonner de l'énergie électromagnétique.

2. Détermination des grandeurs caractéristiques des plasmas de rentrée

On représente schématiquement l'écoulement autour d'un corps de révolution à incidence nulle sur la figure 1.

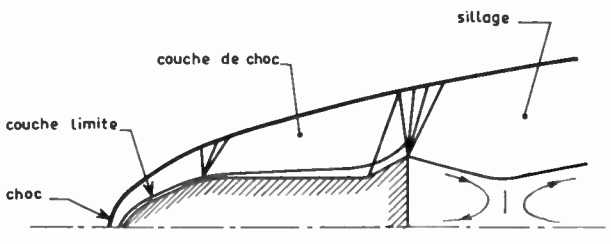


FIG. 1

L'échauffement aérodynamique créé par la compression de l'air dans l'onde de choc, élève l'énergie de translation des molécules N_2 et O_2, puis l'énergie des niveaux de rotation et vibration ; il y a ensuite dissociation des molécules en atomes et ionisation.

Parmi toutes les réactions d'ionisation thermique dans l'air, la plus probable est la suivante :

$$N+O \rightleftarrows NO^+ + \bar{e}$$

en raison de la faible énergie nécessaire pour la réaliser. Toutes les réactions s'effectuent dans un milieu en mouvement, il est donc nécessaire d'étudier la cinétique chimique de l'écoulement (en régime permanent ou transitoire) ; par définition, le nombre d'électrons et d'ions créés par centimètre cube et par seconde est [1 et 2] :

$$I = k_1 n_N n_O - k_2 n_e n_i \qquad (1)$$

$$k_1 = 1{,}2 \cdot 10^{-12} e^{-\frac{32\,000}{T}} \ \mathrm{cm^3 s^{-1}}$$

$$k_2 = 3 \cdot 10^{-3} T^{-3/2} \ \mathrm{cm^3 s^{-1}}.$$

Le calcul des densités n_N et n_O se fait en utilisant les valeurs k(directe) et k(inverse) de chaque réaction conduisant à la production d'atomes. La solution complète résulte de l'étude d'un système d'équations du premier ordre contenant toutes les densités de chaque type de particules, la pression p et la température T, l'écoulement aérodynamique. Cette méthode a pu être réalisée grâce à l'utilisation de machines dans quelques cas particuliers par HOLT [3].

On peut simplifier le problème dans le cas où une n^{eme} réaction ne dépend que des $(n-1)$ réactions

précédentes. Cette méthode est actuellement utilisée à l'ONERA ; dans une première phase, on détermine les caractéristiques de l'écoulement (pression, température, vitesse) en assimilant d'abord l'air à un gaz parfait, puis en introduisant les effets de gaz réel dans une deuxième phase, on intègre l'équation (1) sur les filets fluides, précédemment déterminée ; on obtient ainsi les densités et la température cherchées.

On remarque cependant qu'il est nécessaire que l'on ait l'équilibre thermodynamique à une seule température T pour que l'on puisse utiliser les constantes de réaction k.

Si cette hypothèse est vraisemblable pour les particules lourdes (molécules, atomes, ions), elle peut être en défaut pour les électrons par suite des faibles pertes d'énergie internes dans les chocs élastiques : $\bar{e}$ - particules lourdes.

La recherche des causes d'échauffement du gaz électronique montre qu'elles peuvent résulter :

— du chauffage dû à des courants de diffusion dans la couche de choc,

— des chocs photons-électrons, les photons provenant des réactions d'excitation de rotation et de vibration des molécules, des réactions de recombinaison, etc.

On étudie actuellement l'influence de ces phénomènes sur la détermination des caractéristiques du plasma hypersonique ; parallèlement, une série de mesures de la température électronique a été effectuée dans l'azote sur des maquettes hémisphère-cylindre en soufflerie arc (Hot-Shot) ; on trouve ainsi des énergies thermiques des électrons de l'ordre de 3 à 4 eV.

Dans ce qui suit, nous supposerons que les densités électroniques et ioniques sont connues, que les vitesses moyennes de tous les types de particules sont identiques et que la température électronique peut différer de celle des neutres.

Dans les couches de transition (onde de choc, couche limite, zones de détente, etc.), les effets de séparation de charges sont importants et donnent lieu à des champs électriques statiques intenses [4, 5] sur des distances de quelques longueurs de Debye ; on peut montrer par des considérations d'ordres de grandeurs sur les équations de mouvement des ions et des électrons, que l'on a sensiblement :

$$\vec{E} \neq -\frac{kT_e}{q}\frac{\overrightarrow{\nabla n_e}}{n_e},$$

résultat déduit également par APPLETON [6].

En résumé, dans la majorité de l'écoulement compris entre l'onde de choc et la couche limite, il existe un plasma électriquement neutre et dont les gradients de densité ou de température sont répartis sur des distances de l'ordre des dimensions de gaine de plasma (> quelques cm) ; dans les zones de transition, le plasma n'est pas neutre et les gradients de densité ou de température sont répartis sur quelques longueurs de Debye.

3. Interaction des plasmas et des ondes électromagnétiques

3.1. Equations de perturbation

On écrit les équations macroscopiques pour chaque espèce α du plasma

$$\frac{\partial n_\alpha}{\partial t} + \nabla(n_\alpha v_\alpha) = I_\alpha \tag{2}$$

$$m_\alpha n_\alpha\left(\frac{\partial}{\partial t} + v_\alpha\nabla\right)v_\alpha = n_\alpha q_\alpha E - \nabla p_\alpha - m_\alpha n_\alpha \sum_\beta \nu_{\alpha\beta}(v_\alpha - v_\beta) \tag{3}$$

et les équations de Maxwell :

$$\left.\begin{aligned} &\nabla\cdot E = \frac{\varphi}{\varepsilon_0}\\ &\nabla\cdot B = 0\\ &\nabla\wedge B = \frac{1}{C^2}\frac{\partial E}{\partial t} + \mu j\\ &\nabla\wedge E = -\frac{\partial B}{\partial t}\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

Après quelques manipulations, on obtient les équations au premier ordre par la méthode classique des perturbations où l'on a posé $X = \bar{x} + x$

$\bar{x}$: valeur moyenne non perturbée,

x : petite perturbation de X :

$$\frac{\partial n_\alpha}{\partial t} + \nabla(\bar{n}_\alpha v_\alpha + n\bar{v}_\alpha) = k_1(\bar{n}_N n_0 + \bar{n}_0 n_N) - k_2(\bar{n}_e n_i + \bar{n}_i n_e) \tag{5}$$

$$m_\alpha\bar{n}_\alpha\left[\left(\frac{\partial}{\partial t} + \bar{v}_\alpha\nabla + \sum_\beta \nu_{\alpha\beta}\right)v_\alpha + (v_\alpha\nabla)\bar{v}_\alpha\right] = \bar{n}_\alpha q_\alpha E + \frac{n_\alpha}{\bar{n}_\alpha}\nabla\bar{p}_\alpha - \nabla p_\alpha + m_\alpha\bar{n}_\alpha\sum_\beta \nu_{\alpha\beta}v_\beta \tag{6}$$

$$\nabla p_\alpha = \gamma k T_\alpha \nabla n_\alpha \quad \text{(hypothèse adiabatique)}$$

$$\left.\begin{aligned} &\nabla\wedge E = \frac{q}{\varepsilon_0}(n_i - n_e)\\ &\nabla\cdot B = 0\\ &\nabla\wedge B = \frac{1}{C^2}\frac{\partial E}{\partial t} + \mu q\left[\bar{n}_i v_i + n_i\bar{v}_i - \bar{n}_e v_e - n_e\bar{v}_e\right]\\ &\nabla\wedge E = -\frac{\partial B}{\partial t}\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

Les équations (5) à (7) sont pratiquement insolubles et on se limitera à l'étude d'une perturbation portant seulement sur les électrons ; on peut alors négliger la vitesse d'entraînement $\bar{v}$ devant la vitesse d'agitation thermique des électrons, on négligera de même la perturbation apportée au terme de source I ; ces hypothèses sont vraisemblables lorsque la fréquence de perturbation ω est supérieure à la fréquence propre ionique :

$$\omega_i = \left(\frac{\bar{n}q^2}{\varepsilon_0 m_i}\right)^{1/2}.$$

On a alors en posant :

$$\alpha = \frac{kT}{m}\left[\frac{\vec{\nabla}\bar{p}}{\bar{p}}\right],$$

$$V_s^2 = \frac{\gamma k T}{m} \quad (V_s : \text{vitesse du son électronique}),$$

$$\omega_p^2 = \frac{\bar{n}q^2}{\varepsilon_0 m} \quad (\omega_p : \text{fréquence plasma}),$$

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = 1 + \frac{\omega_p^2}{j\omega(j\omega+\nu)} :$$

$$(j\omega+\nu)\vec{v} = -\frac{q\vec{E}}{m} + \frac{n}{\bar{n}}\vec{\alpha} - V_s^2\frac{\vec{\nabla}\bar{n}}{\bar{n}} \tag{8}$$

$$\vec{\nabla}\wedge\vec{E} = -j\omega\vec{B} \tag{9}$$

$$\vec{\nabla}\cdot\vec{E} = -\frac{nq}{\varepsilon_0} \tag{10}$$

$$\vec{\nabla}\wedge\vec{B} = \frac{j\omega\vec{E}}{C^2} - \mu q\,\bar{n}\vec{v}. \tag{11}$$

3.2. Equation du champ électrique. Approximation des plasmas froids. Equation de Ginzburg

et de (9) et (11), en éliminant $\vec{B}$:

$$\vec{v} = \frac{1}{\mu q \bar{n}}\left[\frac{j\omega\vec{E}}{C^2} + \frac{1}{j\omega}\vec{\nabla}\wedge\vec{\nabla}\wedge\vec{E}\right]$$

De (8) et (10) en éliminant n :

$$\vec{v} = \frac{\varepsilon_0}{q\bar{n}(j\omega+\nu)}\left[-\omega_p^2\vec{E} - \vec{\alpha}\nabla\cdot E + V_s^2\vec{\nabla}\cdot(\vec{\nabla}\cdot\vec{E})\right]$$

soit :

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\vec{E} - \frac{C^2}{\omega^2}[\vec{\nabla}\cdot(\vec{\nabla}\cdot\vec{E}) - \Delta\vec{E}] + \frac{1}{j\omega(j\omega+\nu)}[\vec{\alpha}(\vec{\nabla}\cdot\vec{E}) - V_s^2\vec{\nabla}\cdot(\vec{\nabla}\cdot\vec{E})] = 0. \tag{12}$$

Les trois premiers termes sont ceux de l'équation de Ginzburg (7) qui n'est valable en toute rigueur que dans les plasmas froids. On peut alors définir une relation linéaire entre le courant $\vec{j}$ et $\vec{E}$:

$$j = \sigma E$$

où, d'après (8) :

$$\sigma = j\omega(\varepsilon - \varepsilon_0).$$

L'approximation diélectrique est cependant couramment utilisée dans les problèmes d'interactions ondes-plasmas. Il s'agit donc de déterminer le domaine de validité de cette hypothèse.

3.3. Cas général. Domaine de validité de l'approximation diélectrique. Phénomène de découplage

Pour étudier (12) nous utiliserons une méthode employée par Yldiz et Silberg dans les problèmes d'oscillations naturelles de plasma [8].

Posons donc que E est la somme d'un vecteur rotationnel pur $E_\perp$ et d'un vecteur irrotationnel $E_\parallel$:

$$\begin{cases} \nabla\cdot E_\perp = 0 \\ \nabla\wedge E_\parallel = 0 \end{cases}$$

on en déduit que :

$$\begin{cases} \nabla\wedge E_\perp = -j\omega B_\perp \qquad \nabla\cdot B_\perp = 0 \\ B_\parallel = 0 \\ \nabla\cdot E_\parallel = \dfrac{\rho}{\varepsilon_0}. \end{cases}$$

Le champ magnétique n'est associé qu'à $E_\perp$, la densité de charge ρ n'est associée qu'à $E_\parallel$. L'équation (12) devient :

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}(E_\perp + E_\parallel) - \frac{C^2}{\omega^2}\nabla\wedge\nabla\wedge E_\perp$$

$$+ \frac{\alpha}{j\omega(j\omega+\nu)}\nabla\cdot E_\parallel - \frac{V_s^2}{j\omega(j\omega+\nu)}\nabla\cdot\nabla\cdot E_\parallel = 0 \tag{13}$$

et l'on prend la divergence et le rotationnel de (13) soit :

$$\frac{\nabla\varepsilon}{\varepsilon_0}\cdot E_\perp + \nabla\cdot\left[\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}E_\parallel + \frac{\alpha}{j\omega(j\omega+\nu)}\nabla\cdot E_\parallel - \frac{V_s^2}{j\omega(j\omega+\nu)}\Delta E_\parallel\right] = 0 \tag{14}$$

$$\frac{C^2}{\omega^2}\nabla\wedge\left[\frac{\omega^2}{C^2}\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}E_\perp+\Delta E_\perp\right]+\frac{\nabla\varepsilon}{\varepsilon_0}\wedge E_\parallel+\frac{\Delta\cdot E_\parallel}{j\omega(j\omega+\nu)}\wedge[\alpha+\nabla V_s^2]+\frac{\nabla\cdot E_\parallel}{j\omega(j\omega+\nu)}\nabla\wedge\alpha=0. \qquad (15)$$

Les équations (14) et (15) montrent que $E_\perp$ et $E_\parallel$ sont couplés par les termes de gradients de densité ou de température; dans un plasma à propriétés constantes on a :

$$\begin{cases} \Delta E_\parallel - \dfrac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\dfrac{j\omega(j\omega+\nu)}{V_s^2}E_\parallel=0 & (16)\\ \Delta E_\perp+\dfrac{\omega^2}{C^2}\dfrac{\varepsilon}{\varepsilon_0}E_\perp=0 & (17)\\ \nabla\wedge E_\parallel=0 \qquad \nabla\cdot E_\perp=0. \end{cases}$$

Dans ce cas $E_\parallel$ et $E_\perp$ représentent les parties longitudinales et transversales du champ électrique E. Ces deux modes peuvent exister *indépendamment* l'un de l'autre et se propagent avec les nombres d'ondes :

$$\left.\begin{aligned} k_\parallel &= \frac{\omega}{V_s}\left[\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\left(1-j\frac{\nu}{\omega}\right)\right]^{1/2}\\ k_\perp &= \frac{\omega}{C}\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\right)^{1/2}\end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

Si $\varepsilon\neq 0$, $\qquad \dfrac{k_\perp}{k_\parallel}\#\dfrac{V_s}{C}\ll 1.$

Pour discuter le cas où les équations (14) et (15) sont couplées, on va introduire une analyse dimensionnelle de chaque opérateur ∇ :

$$\nabla\cdot\varepsilon \longrightarrow \frac{\varepsilon}{L}$$

$$\alpha \longrightarrow \frac{V_s^2}{L}$$

L étant la longueur caractéristique de variation de la densité.

Equation (14)′ :

$$\frac{\nabla\varepsilon}{\varepsilon_0}\cdot E_\perp \longrightarrow \frac{E}{\varepsilon_0 L}E_\perp \longrightarrow E_\perp$$

$$\nabla\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\cdot E_\parallel \longrightarrow \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0 L}E_\parallel,\quad \frac{\varepsilon k_\parallel}{\varepsilon_0}E_\parallel\to E_\parallel,\quad k_\parallel L E_\parallel$$

$$\nabla\frac{\alpha}{j\omega(j\omega+\nu)}k_\parallel E_\parallel \longrightarrow \frac{V_s^2 k_\parallel}{L^2\omega^2}E_\parallel,\quad \frac{V_s^2}{L\omega^2}k_\parallel^2 E_\parallel\to\frac{E_\parallel}{k_\parallel L},\ E_\parallel$$

$$\nabla\frac{V_s^2}{j\omega(j\omega+\nu)}\Delta E_\parallel \longrightarrow \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0 L}E_\parallel,\quad \frac{\varepsilon k_\parallel}{\varepsilon_0}E_\parallel\to E_\parallel,\quad k_\parallel L E_\parallel$$

Equation (15)′ :

$$\nabla\wedge\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}E_\perp,\ \nabla\wedge\left[\frac{C^2}{\omega^2}\Delta E_\perp\right]\longrightarrow\frac{\varepsilon}{L\varepsilon_0}E_\perp,\frac{\varepsilon k_\perp}{\varepsilon_0}E_\perp$$

$$\longrightarrow E_\perp,\ k_\perp L E_\perp$$

$$\frac{\nabla\varepsilon}{\varepsilon_0}\wedge E_\parallel \longrightarrow \frac{\varepsilon}{L\varepsilon_0}E_\parallel \longrightarrow E_\parallel$$

$$\frac{V_s^2\Delta E_\parallel}{j\omega(j\omega+\nu)}\wedge\left[\alpha+\frac{\nabla V_s^2}{V_s^2}\right]\longrightarrow\frac{\varepsilon}{L\varepsilon_0}E_\parallel\longrightarrow E_\parallel$$

$$\frac{\nabla\cdot E_{\parallel f}}{j\omega(j\omega+\nu)}\nabla\wedge\alpha\longrightarrow\frac{k_\parallel E_\parallel V_s^2}{j\omega(j\omega+\nu)}$$

$$\approx k_\parallel E_\parallel\frac{\nabla T}{T}\wedge\frac{\nabla n}{n}V_s^2\longrightarrow\frac{E_\parallel}{k_\parallel L}x$$

où tous les termes de droite sont obtenus après multiplication par $L\varepsilon_0/\varepsilon$; on a utilisé également l'identité $V_s k_\parallel \# Ck_\perp\ x=0$ si $\nabla\wedge\alpha=0$.

Examinons le cas où $k_\parallel L\gg 1$.

L'équation aux dimensions (15)′ peut être réduite à la somme de ses trois premiers termes, l'équation (14)′ indique que la solution $E_\parallel$ est pratiquement indépendante de la partie de $E_\perp$ qui est parallèle au vecteur $\nabla\varepsilon$.

En regroupant les facteurs importants de (15)′ on retrouve les termes qui proviennent de l'équation de Ginzburg. En effectuant la même opération dans (14)′, les termes importants proviennent de l'application du vecteur $\vec{\nabla}$ à $\vec{E}_\parallel$ et non de l'application de ∇ aux gradients de densité ou de température, ce qui indique que la solution de $E_\parallel$ peut être obtenue par l'approximation optique (on retrouve le résultat que les gradients sont peu importants lorsque la longueur d'onde $1/k$ est très petite devant la longueur caractéristique de variation L).

En résumé la condition $k_\parallel L\gg 1$ est *une condition de découplage* de deux modes :

1° un mode électromagnétique pur qui résulte de l'approximation diélectrique et donné par l'équation :

$$\Delta E-\nabla\cdot\nabla\cdot E+\frac{\omega^2}{C^2}\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}E=0$$

avec : $\nabla \cdot \varepsilon E = 0$

2° un mode électrique pur donné par l'équation :

$$\Delta E_{\parallel} - \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\nabla n}{n} + \frac{\nabla T}{T}\right)\nabla \cdot E_{\parallel} - \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\frac{j\omega(j\omega+\nu)}{V_s^2}E_{\parallel} = 0$$

avec : $\nabla \wedge E_{\parallel} = 0.$

L'approximation optique est applicable aux deux modes si l'on a également $k_{\perp}L \gg 1$; d'après (18) cette condition d'approximation optique du mode électromagnétique est également une condition de découplage.

3.4. Application des raisonnements au rayonnement radioélectrique d'une couche de plasma a forts gradients de densité ou de température

Tidman [9], en particulier, a montré que dans une onde de chcc, le champ électrique intense créé par la diffusion des électrons induit des mouvements oscillatoires de charges à une fréquence voisine de la fréquence plasma ; or, dans de telles zones :

$$L \# \lambda_D$$

et

$$k_{\parallel} \# \frac{1}{\lambda_D}\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} - \frac{j\omega\nu}{\omega_p^2}\right]^{1/2}.$$

Si $\nu < \omega_p$, la condition $k_{\parallel}L \gg 1$ n'est donc pas réalisée et il y a transformation mutuelle du mode électromagnétique et du mode électrique.

Comme il existe de telles zones où $k_{\parallel}L \ll 1$ dans un plasma hypersonique, ce plasma rayonne de l'énergie électromagnétique et d'autant mieux que ω est voisin de ω_p.

Si $\nu > \omega_p$, la condition $k_{\parallel}L < 1$ n'est réalisée qu'à des fréquences inférieures à ω_p et la condition de rayonnement devient alors $L/\lambda_D < 1$.

En résumé :

si $\nu/\omega_p \ll 1$, le spectre d'émission peut présenter un maximum à $\omega = \omega_p$;

si $\nu/\omega_p \gg 1$, le spectre d'émission doit se déplacer vers les fréquences inférieures à ω_p.

Les expériences tentées à l'Onera pour étudier ces phénomènes ont porté sur des essais de jets de plasma, en laboratoire, et sur des expériences en vol réel d'engins Berenice ($M \approx 12$ à 13).

Dans ces deux types d'expériences, il a été détecté des émissions électromagnétiques trop intenses pour résulter d'une émission de Bremstrahlung mais trop faibles pour que le spectre ait pu être relevé. Nous pensons que les prochaines expériences qui vont être réalisées apporteront des éléments nouveaux à la connaissance de ce problème.

4. Conclusion

On a déterminé les caractéristiques du plasma hypersonique ; on constate que, dans la majorité de l'écoulement, le milieu est neutre et que les gradients de densité ou de température ont lieu sur des distances caractéristiques de quelques centimètres ; dans les zones de transition, il existe de forts gradients sur des distances de quelques longueurs de Debye.

L'analyse dimensionnelle de l'équation du champ d'une onde électromagnétique indique une condition de découplage entre deux modes électromagnétique et électrique.

Cette condition est approximativement :

$$\frac{L}{\lambda_D}\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} - \frac{j\omega\nu}{\omega_p^2}\right]^{1/2} \gg 1.$$

Elle est donc toujours réalisée dans la majorité de l'écoulement où $L \gg \lambda_D$ (sauf pour $\omega = \omega_p$ $\nu \ll \omega_p$).

Elle peut ne pas être réalisée dans les zones de transition (onde de choc, couche limite, sillage...) et, dans ce cas, le plasma peut rayonner de l'énergie sous forme électromagnétique.

L'application de ces raisonnements au rayonnement d'une antenne en contact avec des zones à forts gradients doit permettre de mieux comprendre les observations expérimentales.

***

L'auteur tient à remercier M. Alais dont les suggestions ont contribué à réaliser cette note.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Bortner. Dynamics of Manned lifting Planetary entry Scala. Harrison. Rogers (New York).

[2] Lin-Teare. *The physics of fluids*. Mars 1963, vol. 3, n° 3.

[3] Holt. Seminaire Institut Henri-Poincaré. Décembre 1964.

[4] Compard. Election diffusion across a discontinuity. Master Thesis, Pol. Inst. of Brooklyn, juin 63.

[5] Jaffrin. Shock Structure in partially ionized gas. MIT, octobre 1964. — Structure of a plasma shock wave. *The Physics of fluids*, oct. 1964, vol. 7, n° 10.

[6] Appleton-Bray. The conservation equations for a non-equilibrium plasma. *Jl Fluid Mech.*, 1964, vol. 20, n° 4.

[7] Ginzburg. Propagation of electromagnetic waves in plasma North Holland Publishing Company, Amsterdam.

[8] Yldiz-Silberg. Natural oscillations of a Bounded plasma. *The Physics of Fluids*, janv. 1964, vol. 7, n° 1.

[9] Tidman. Radio emission by elections from shock waves. *The Physics of Fluids*, sept. 1962, vol. 5, n° 9.

EFFETS DE L'IONISATION FRONTALE SUR LA TRANSMISSION PENDANT LE VOL ELDO SLV [1]

PAR

O. CUNSOLO et A. GILARDINI
SELENIA SpA, Rome (Italie)

1. Position du problème

Cette étude a pour but d'évaluer les effets que produit l'onde de choc située à l'avant du véhicule ELDO sur la transmission et la réception des signaux électromagnétiques des installations de télémesure portées par le véhicule. Comme nous n'avons pour but que d'obtenir des données préliminaires sur l'ordre de grandeur de ces effets, nous avons surtout cherché à simplifier au maximum l'évaluation du champ aérothermodynamique et l'analyse de l'ionisation et de la transmission ; nous avons pour cela appliqué tous les développements théoriques existants et adapté les calculs détaillés disponibles dans la littérature, relatifs à des cas semblables.

Même dans ce cadre, la quantité totale des calculs nécessaires à chaque cas particulier de vol et de transmission reste très grande. Nous avons donc cherché quelles étaient les conditions les plus défavorables pour la transmission, de manière à n'effectuer les calculs que dans les cas qui leur correspondent.

Les effets électromagnétiques sont déterminés par le rapport f_p/f local [2] ; ils croissent en général avec ce rapport (du moins si $f_p/f < 1$). La situation la plus défavorable correspond donc au rapport f_p/f maximal. Cette situation a lieu à la fin du vol du premier étage et est relative aux transmissions de télémesure à 136 MHz du satellite et du troisième étage. Les antennes servant à ces transmissions sont les plus proches du nez et opèrent à la fréquence minimale de télémesure.

Pour déterminer l'altitude d'ionisation maximale nous avons utilisé les courbes d'égale densité électronique de HUBER [1] qui sont reportées aux figures 1 et 2 sur des graphiques représentant l'altitude en fonction de la vitesse dans deux cas d'écoulement de gaz réel : onde de choc normale et sillage lointain gelé non visqueux derrière une onde de choc normale. Il est bien évident que ces conditions sont définies indépendamment de tout corps volant particulier, mais elles constituent néanmoins une bonne approximation du champ d'écoulement réel autout d'un véhicule dans les zones situées à l'avant du nez et très loin en arrière. Sur les figures 1 et 2, nous avons aussi marqué la forme de la trajectoire nominale du véhicule ELDO (trajectoire polaire de 550 km). Dans les deux cas, tant que l'on s'intéresse aux densités électroniques totales, il apparait clairement que les conditions les plus défavorables se présentent à la fin du vol du premier étage.

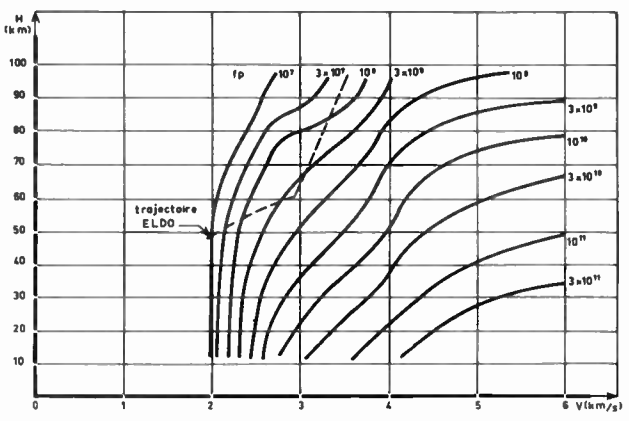


FIG. 1.

(1) Cette étude a été effectuée par SELENIA SpA, Rome (Italie), pour le compte du secrétariat de ELDO.

(2) f_p : fréquence de plasma ; f : fréquence de signal à transmettre.

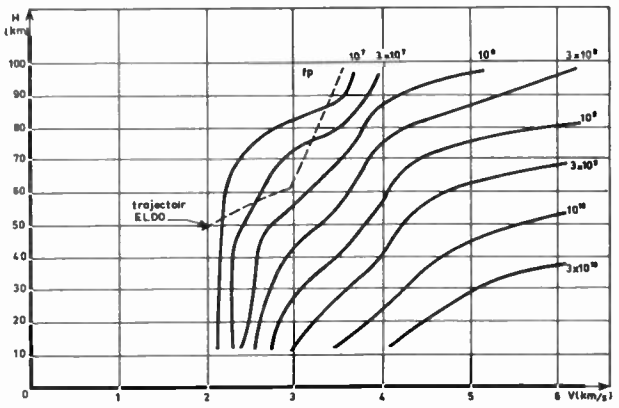


FIG. 2.

Pour les raisons qui suivent, il faut examiner séparément le satellite et le troisième étage de télémesure. Les antennes du satellite sont les plus proches du nez mais les carénages frontaux les isolent de l'entourage ionisé, tandis qu'au lieu d'être situées près du nez, celles du troisième étage émergent du corps du véhicule et peuvent engendrer un accroissement de l'ionisation locale qui dépend de leur forme et de la puissance qu'elles transmettent. Cependant, nous ne présentons ici que la partie de cette étude relative au satellite car c'est la seule qui ait été achevée.

Pour effectuer l'étude détaillée des effets de l'ionisation frontale sur la télémesure du satellite, basée sur la discussion précédente, nous adoptons les données numériques suivantes :

— altitude du véhicule : $H = 62{,}5$ km

— vitesse du véhicule : $V_\infty = 3\,000$ m/s

— forme du véhicule : nez sphérique (diamètre $D = 1{,}20$ m) et corps cylindrique (diamètre 2,00 m) reliés par un tronc de cône de demi-angle au sommet 20° (fig. 3).

— distance de l'antenne au nez, mesurée le long de l'axe : $x = 3$ m

— fréquence du signal : 136 MHz

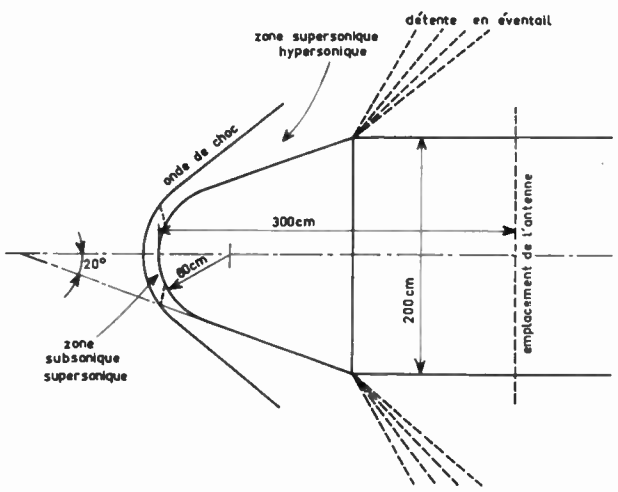


FIG. 3.

Autour du corps se forment les ondes suivantes :

1) une onde de choc décollée située en avant,

2) une onde de détente à l'intersection de la sphère et du cône,

3) une onde de détente en éventail à la transition cône - cylindre.

Les calculs ont été, par conséquent, décomposés comme suit :

1) champ d'écoulement en avant du nez (zone subsonique - supersonique située en avant),

2) champ aérothermodynamique sur l'arrière de la sphère, sur le cône et sur le cylindre (zone supersonique - hypersonique), jusqu'à une distance $x = 3$ m du nez,

3) variation radiale de l'ionisation et fréquence des collisions électroniques à l'emplacement de l'antenne,

4) transmission des ondes électromagnétiques à travers une tranche de plasma de forme simple, équivalant, dans des limites raisonnables, à la zone ionisée entourant l'antenne.

Il est intéressant de remarquer que le passage du premier groupe de calculs au quatrième s'effectue en diminuant progressivement l'exactitude de la représentation du phénomène physique réel. Ce classement a été effectué sur la base de considérations évidentes concernant les effets de chaque source d'erreurs sur le résultat final.

2. Calcul du champ d'écoulement en avant du nez

La suite des calculs se résume de la manière suivante :

a) définition préliminaire de la forme de l'onde de choc,

b) calcul de l'état du milieu en arrière de l'onde de choc ainsi définie,

c) compte tenu des conditions initiales précédentes et à l'aide d'un calculateur numérique, résolution du système d'équations donnant le champ aérodynamique entre l'onde de choc et le corps,

d) tracé de la forme du corps résultant de la forme supposée de l'onde de choc,

e) correction des paramètres qui définissent l'onde de choc, à l'aide de la différence entre la forme du corps calculée et sa forme réelle,

f) itérations successives jusqu'à ce que cette différence soit négligeable.

Nous avons pris pour définir l'onde de choc l'équation de départ suivante :

$$R = R_0 + A \sin^2 \theta + B \sin^4 \theta$$

où R est le rayon de courbure local de la méridienne de l'onde de choc, correspondant à la variable θ définie sur la figure 4 ; R_0, A et B sont trois paramètres choisis convenablement pour obtenir, pour le corps, une forme correcte.

En fonction de θ et à l'aide des relations usuelles de l'onde de choc, nous avons ensuite calculé les grandeurs aérothermodynamiques immédiatement en arrière de l'onde de choc. Ces grandeurs servent de

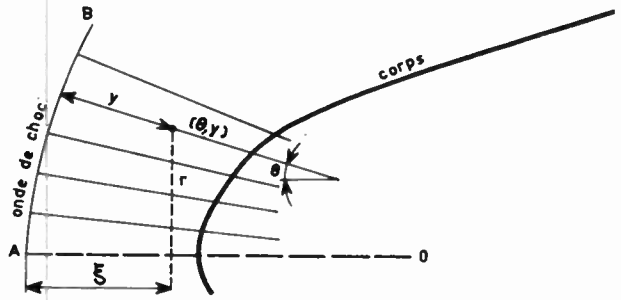


FIG. 4.

conditions initiales pour intégrer le système suivant [2] qui contient les équations de continuité, d'isentropie, d'énergie et de quantité de mouvement :

$$(R-y)\left(1-\frac{v^2}{a^2}\right)\frac{\partial v}{\partial y}=\frac{2uv}{a^2}\frac{\partial v}{\partial \theta}-\left(1-\frac{u^2}{a^2}\right)\frac{\partial u}{\partial \theta}-\frac{u\tau}{a^2\gamma_0}\frac{\partial \sigma}{\partial \theta}+\left(1+\frac{u^2}{a^2}\right)v-(R-y)\frac{u\cos\theta-v\sin\theta}{r} \quad (2)$$

$$(R-y)\frac{\partial \sigma}{\partial y}=-\frac{u}{v}\frac{\partial \sigma}{\partial \theta} \quad (3)$$

$$h+\frac{\gamma_0^2}{2}(u^2+v^2)=h_{\max} \quad (4)$$

$$(R-y)\frac{\partial u}{\partial y}=u+\frac{\partial v}{\partial \theta}-\frac{\tau}{v\gamma_0}\frac{\partial \sigma}{\partial \theta} \quad (5)$$

θ et y, coordonnées géométriques définies sur la figure 4, sont les variables indépendantes ; u, v, h et σ sont les quatre fonctions à déterminer par l'intégration du système ; u et v sont les composantes de vitesse parallèle et normale à l'onde de choc, prises égales à la vitesse du son a_0 dans l'air aux conditions normales ; h est l'enthalpie par unité de masse, divisée par $\mathscr{R}T_0$, ($\mathscr{R}$, constante des gaz parfaits relative à l'unité de masse, T_0 température de fusion normale de la glace) ; σ est enfin l'entropie par unité de masse et divisée par $\mathscr{R}$; par convention, cette grandeur est prise égale à zéro au point du champ où elle est maximale. Dans les formules précédentes $\gamma_0 = 1{,}4$; r est une coordonnée le long de la normale à l'axe du nez, facilement calculable en fonction de y et θ ; a est la vitesse locale du son, rapportée à a_0, et τ est la température locale rapportée à T_0. Ces deux derniers paramètres peuvent s'exprimer sous forme de fonctions linéaires de la seule variable h ; dans ce but, nous avons approché la région thermodynamique utile du diagramme de MOLLIER de l'air en prenant

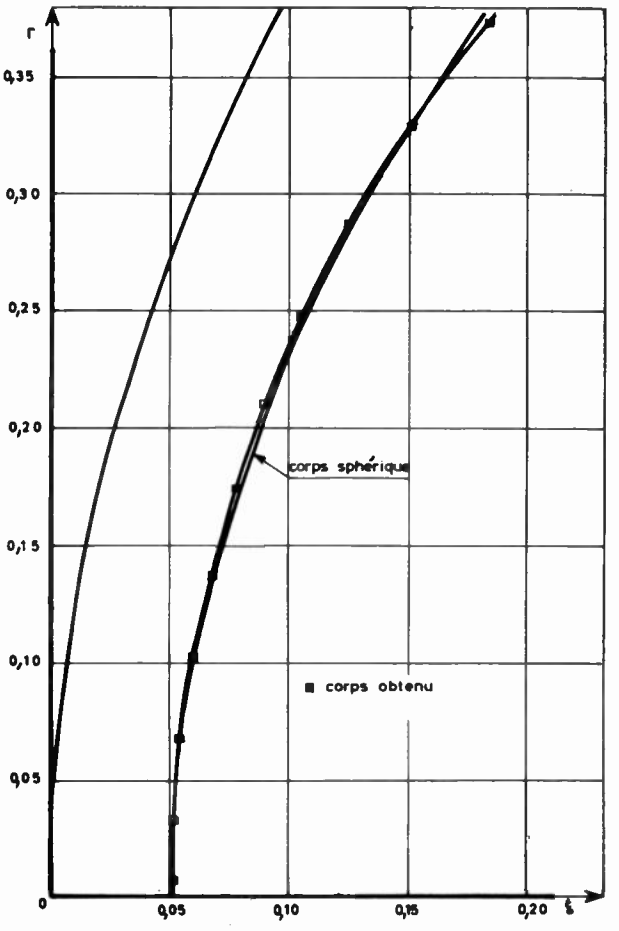


FIG. 5.

un coefficient d'isentropie γ constant (= 1,130 007) et un facteur de compressibilité Z constant (= 1,105).

A la fin d'une itération la forme du corps correspondant à la forme supposée de l'onde de choc s'obtient en trouvant :

— sur l'axe, le point où $v = 0$
— hors de l'axe, le point où l'entropie est maximale ($\sigma = 0$).

La figure 5 montre l'accord entre la forme calculée finale et la forme réelle du corps. Toutes les grandeurs thermodynamiques, y compris la pression et la densité, ont été calculées de cette façon, comme le montre, par exemple, la figure 6 pour la pression.

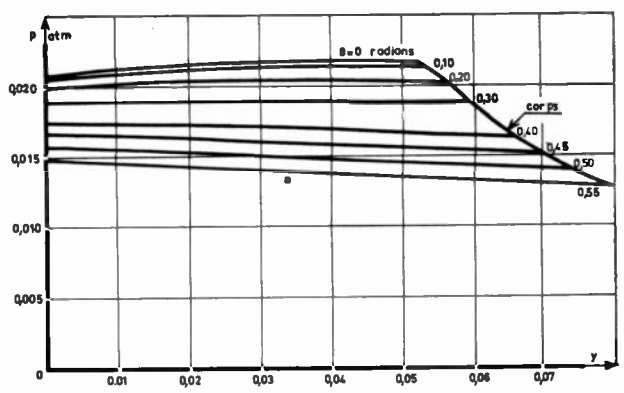


FIG. 6.

3. Evaluation du champ d'écoulement à l'arrière de la sphère, sur le cône et sur le cylindre

Les calculs précédents n'ont porté que sur la gamme de 0 à 0,6 radian à cause des difficultés de l'évaluation numérique. En dehors de cet intervalle, la forme de l'onde de choc a été calculée en extrapolant la courbure $1/R$ jusqu'à la valeur zéro pour $\theta = 66{,}8^{\circ}$ qui, selon les tables du MIT * [3], est la valeur limite de θ pour un cône de demi-angle au sommet de 20°. La figure 7 montre la forme d'onde de choc qui en résulte.

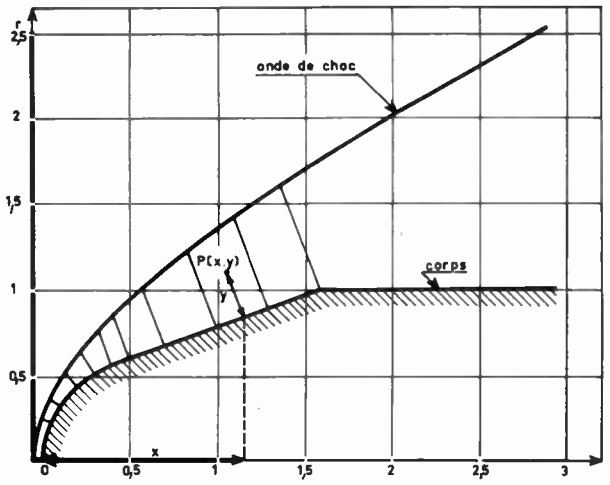


FIG. 7.

La même figure montre aussi le système de coordonnées utilisé dans cette région : x est l'abscisse d'un point du corps, mesurée le long de l'axe du nez ; nous prenons cette abscisse comme première coordonnée de tous les points de l'espace situés sur une même normale au corps ; la seconde coordonnée est y, distance d'un point de l'espace à la surface du corps.

Nous avons calculé les grandeurs thermodynamiques à l'aide des relations usuelles des ondes de choc pour deux valeurs de l'exposant d'isentropie : $\gamma = 1{,}13007$ et $\gamma = 1{,}4$. Les courbes correspondantes se raccordent pour la pression P_s, comme le montre la figure 8.

Nous avons évalué la pression à l'arrière de la sphère suivant la méthode de LEES et KUBOTA [4] : l'écoulement de Prandtl-Mayer se raccorde de manière continue aux résultats du calculateur numérique, donnés à la figure 6. On s'approche alors de la valeur asymptotique donnée pour le cône par les tables du MIT.

Tant que nous nous occupons de la partie cylindrique du corps, nous nous servons encore de la méthode de Prandtl-Mayer pour évaluer l'écoulement autour du raccordement cône-cylindre. De là se déduit la pression le long du cylindre, qui est voisine de celle prévue par la théorie de l'onde de choc [2] ; la pression P_b le long du corps est aussi représentée sur la figure 8.

* Massachussets Institute of Technology

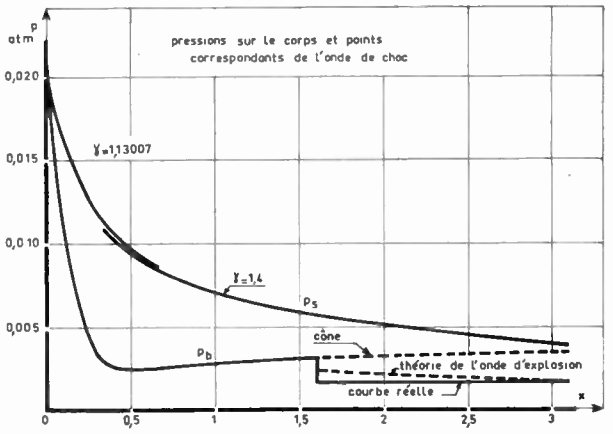


FIG. 8.

Nous avons évalué la densité ρ_b le long du corps à l'aide de la relation :

$$\rho_b/\rho_1 = (P_b/P_1)$$

où $\gamma = 1{,}13007$, car la température du corps est toujours supérieure à 2 000 °K ; P_1 et ρ_1 à la surface du corps, sont les valeurs finales données par le calculateur numérique.

EVANS et HUBER [5] ont fourni des données sur les distributions de la pression et de l'entropie à la traversée d'une onde de choc, normalisées aux valeurs sur le corps et sur l'onde de choc, de manière à ne pas ressentir les effets de gaz réel sur de grandes distances pendant le vol hypersonique. En utilisant ces données convenablement adaptées au cas présent et les valeurs de la pression sur le corps et sur l'onde de choc données par la figure 8, nous avons pu évaluer la distribution de la pression sur onze normales au corps jusqu'à $x = 1{,}6$ m (extrémité du cône). La figure 9 montre ce résultat.

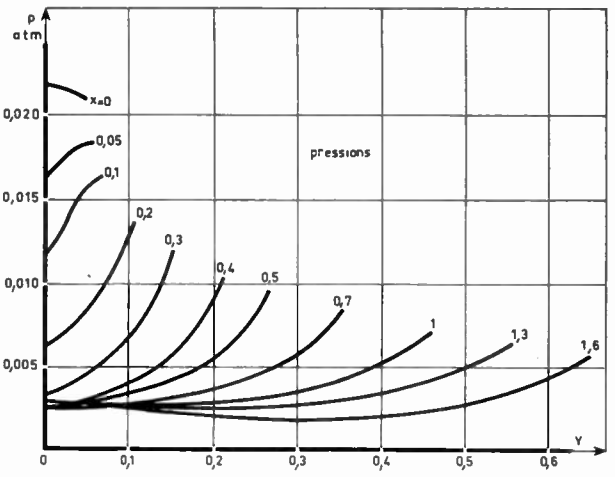


FIG. 9.

Ayant procédé de la même façon pour l'entropie, nous avons pu calculer la distribution de densité ρ à l'aide de la formule :

$$\ln \frac{\rho}{\rho_b} = \frac{\gamma - 1}{Z\gamma}\sigma + \frac{1}{\gamma} \ln \frac{P}{P_b}. \qquad (7)$$

Nous avons effectué deux fois ces calculs : la première fois en supposant $\gamma = 1{,}130\,07$ et $Z = 1{,}105$ et la seconde fois avec $\gamma = 1{,}4$ et $Z = 1$; les deux ensembles de courbes qui en résultent se raccordent comme pour la pression.

En utilisant la relation :

$$T = \frac{T_0}{Z} \frac{P}{\rho} \quad , \qquad (8)$$

nous avons pu déterminer la variation de la température.

Tous les calculs qui précèdent fournissent des données sur le champ d'écoulement thermodynamique jusqu'à $x = 1{,}6$ m. Comme l'antenne est située à $x = 3$ m, il faut étendre les calculs jusqu'à cette valeur. Pour cette raison, nous avons évalué la première et la dernière des lignes caractéristiques de la détente, en éventail autour du raccord cône-cylindre (fig. 10).

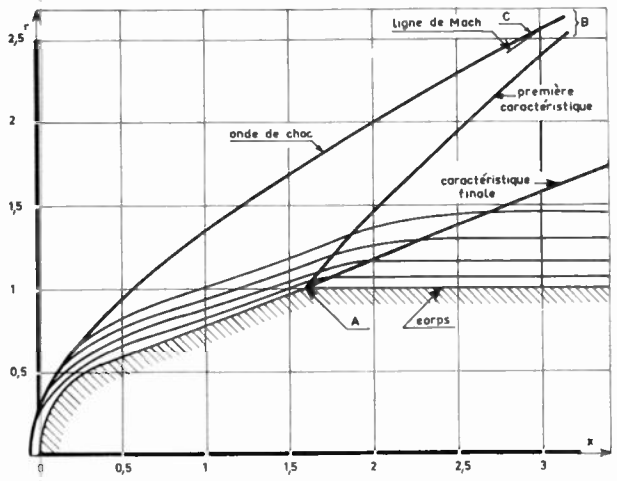


FIG. 10.

Pour $x = 3$ m, dans la région extérieure ($Y > 1{,}4$ m), les distributions de pression et de densité se calculent comme nous l'avons décrit plus haut pour le cône. Près du cône, on calcule la pression selon la méthode de l'onde de choc, à l'aide de la valeur sur le corps donnée par la figure 8 ; on calcule la densité en appliquant la relation d'isentropie le long des quatre lignes de courant que montre la figure 10, dont le tracé est basé sur le théorème de continuité, jusqu'à la ligne AB et, en arrière de cette ligne, sur la théorie de la détente autour d'un coin. Les courbes se rejoignent à $Y = 1{,}4$ m, fournissant les profils

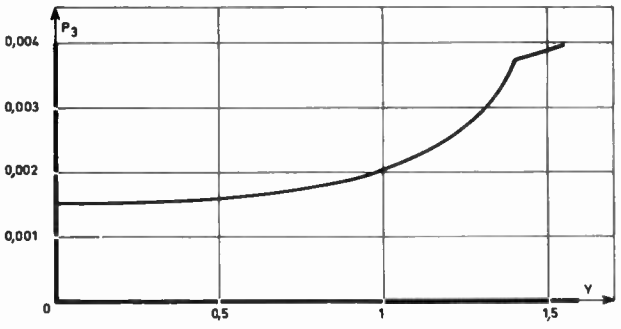


FIG. 11.

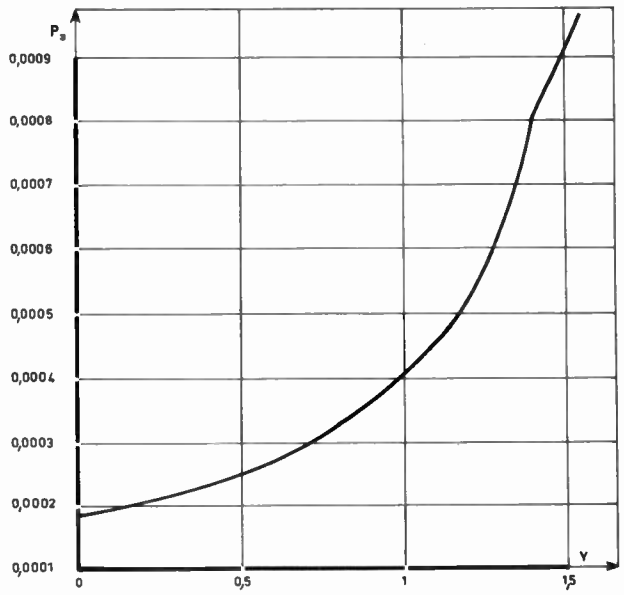


FIG. 12.

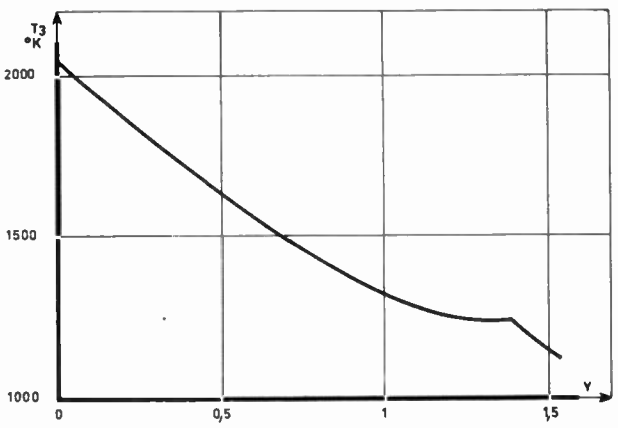


FIG. 13.

P_3 (Y) et ρ_3 (Y) montrés sur les figures 11 et 12 (la densité est rapportée aux conditions normales).

L'équation d'état fournit ensuite la distribution de température T_3 (Y) indiquée par la figure 13.

4. Profils d'ionisation

Pour calculer les densités électroniques, nous avons fait les hypothèses suivantes :

1) Les ions de l'air sont gelés sur l'onde de choc,

2) Dans toute la zone d'écoulement l'air est en équilibre chimique et thermique.

Nous justifions la première hypothèse de la manière qui suit. Les électrons disparaissent par attachement ou par recombinaison. Dans l'air à la température du laboratoire et avec la densité électronique des conditions de vol, le principal processus de disparition des électrons est l'attachement à l'oxygène moléculaire ou atomique. Comme les énergies de liaison de O_2^- et O^- ne sont respectivement que 0,5 et et 1,5 eV environ, aux températures supérieures à 1 500 °K, les taux d'attachement et de détachement sont tels que l'on peut négliger les concentrations des ions O_2^- et O^- devant la concentration électronique. Dans l'écoulement aérodynamique que nous étudions, l'attachement ne peut donc pas être un facteur important de disparition des électrons. Les observations de SUDGEN sur les flammes [6] et les mesures de SAYER sur les décharges gazeuses [7] indiquent, pour des températures de 2 000 °K à 2 500 °K, des coefficients de recombinaison dissociative de 10^{-7} à 2×10^{-7} cm³/s pour les ions NO^+, N_2^+, O_2^+. Or la densité maximale dans l'onde de choc ne dépasse pas 5×10^8 cm^{-3}, par conséquent la constante de temps de recombinaison est d'au moins 10 ms ; l'écoulement depuis le nez jusqu'à $x = 3$ m ne dure que 1 à 2 ms, nous pouvons donc considérer la recombinaison comme un processus lent, ce qui justifie l'hypothèse que les ions sont gelés.

L'état chimique et thermique de l'air pourrait être déterminé avec une bonne approximation en utilisant des conditions bien définies de gel en aval. Cela peut se faire en prenant, le long de chaque ligne de courant, des pressions identiques à celles calculées précédemment pour un fluide non visqueux en équilibre, et des températures calculées en considérant que le taux de dissociation est fini sur la première partie de chaque ligne de courant et qu'il y a équilibre chimique sur la partie restante. Des calculs effectués le long de ces lignes par EVANS et HUBER [5] ont montré que l'hypothèse de températures gelées en aval donne un résultat voisin de celui fourni par des calculs dans lesquels on suppose un équilibre complet. En adaptant leurs résultats, nous avons trouvé qu'à $x = 3$ m, les températures gelées en aval sont seulement un peu plus élevées que les températures d'équilibre complet ; nous justifions ainsi l'utilisation de ces valeurs dans nos calculs de densité électronique.

On peut alors calculer la densité électronique $n(Y)$ à $x = 3$ m par la formule :

$$n = n_0 \alpha(\rho_i, T_i) \frac{P_3}{T_3/T_0}. \qquad (9)$$

Dans cette expression n_0 est le nombre de Loschmidt ; $\alpha(\rho, T)$ est la proportion moléculaire des électrons dus à l'ionisation thermique, c'est une fonction connue de la densité et de la température [1] ; ρ_i et T_i sont la densité et la température du point de l'onde de choc correspondant à chaque ligne de courant ; elles peuvent être aisément calculées en fonction de Y puisque le champ aérothermodynamique est complètement connu.

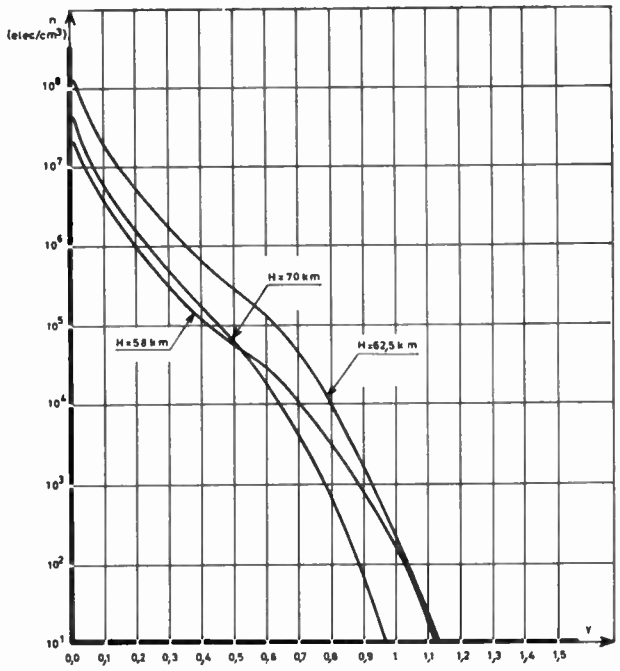


FIG. 14.

Le profil de densité qui en résulte est indiqué sur la figure 14. Nous avons tenu compte d'une correction de couche limite en utilisant les données de HUBER [5] convenablement adaptées, et en supposant que l'épaisseur de la couche limite est proportionnelle à la racine carrée du nombre de Reynold local.

Sur la figure 14, nous avons aussi indiqué les profils de densité électronique à deux autres altitudes situées avant et après la fin du vol du premier étage. Ces profils, obtenus simplement d'après les calculs précédents, sont moins précis, mais ils sont importants car ils confirment le fait que les densités électroniques sont les plus élevées à la fin du vol du premier étage.

5. Transmission électromagnétique

Le problème est ici de calculer la transmission d'ondes électromagnétiques planes, d'incidence quelconque, à travers une tranche de plasma inhomogène parallèle à un plan. On suppose la géométrie plane pour donner au problème une forme pratique en vue de la résolution théorique.

Un bon nombre d'auteurs ont étudié l'effet de la variation de la densité électronique sur la propagation des ondes d'incidence normale, le long d'une perpendiculaire à la tranche de plasma ; il n'existe cependant de solution analytique que si la distribution d'électrons est simple. L'approximation de W.K.B. donne de

bons résultats, avec des distributions d'électrons et des incidences arbitraires, mais elle n'est valable que si les propriétés du plasma ne varient pas beaucoup sur une longueur d'onde, ce qui n'est pas notre cas.

Pour cette raison, nous avons remplacé la tranche inhomogène par une tranche homogène comprenant le même nombre total d'électrons et de densité égale à la densité maximale de la tranche réelle. Cette simplification est assez raisonnable car BACHYNSKY et GRAF [8] ont montré que, lorsqu'on calcule les amplitudes des ondes transmise et réfléchie pour un nombre d'électrons donné et différentes distributions, les résultats sont toujours sensiblement les mêmes ; ils dépendent donc peu de la variation réelle de la densité électronique. Cette conclusion est particulièrement bien vérifiée quand l'épaisseur de la tranche est beaucoup plus petite que la longueur d'onde, ce qui est notre cas.

Nous avons trouvé les formules donnant les coefficients de transmission et de réflexion dans le cas d'une incidence oblique et avec les deux types de conditions aux limites correspondant à une tranche de plasma en espace libre et à une tranche de plasma limitée par un plan métallique. Dans ce dernier cas, nous avons défini la transmission en supposant qu'à la frontière métallique plane était localisée une antenne réceptrice dont la puissance reçue était déterminée par l'intensité des courants dans ce plan.

Dans les deux cas, la formule suivante donne, en décibels et en fonction de l'incidence θ, la perte de puissance due à une gaine de plasma uniforme et d'épaisseur d

$$L = 20\,lg\,|I| = 20\,lg\left|Ch\left(C\frac{2\pi d}{\lambda_0}\right) + \zeta\,Sh\left(C\frac{2\pi d}{\lambda_0}\right)\right| \quad (10)$$

où :
$$C = \left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2} + j\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2} \quad (11)$$

$$a = k_r - \sin^2\theta \quad (12)$$

$$c = \sqrt{|k|^2 - 2k_r\sin^2\theta + \sin^4\theta} \quad (13)$$

$$k = k_r - jk_i = 1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \frac{1}{1+(\nu/2\pi f)^2} - j\left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \frac{(\nu/2\pi f)}{1+(\nu/2\pi f)^2} \quad (14)$$

λ_0 désigne la longueur d'onde en espace libre, k la permittivité complexe du plasma et ν la fréquence des collisions électroniques, supposée constante dans le plasma.

Le paramètre ζ diffère suivant le type de limite du plasma et de polarisation de l'onde électromagnétique (parallèle ou perpendiculaire au plan d'incidence) ; on a obtenu les expressions suivantes :

a) tranche isolée :

$$\zeta_{\parallel} = \frac{1}{2c\cos\theta}\left[\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2}(c+\sin^2\theta)\left(\frac{c}{|k|^2}+\cos^2\theta\right) + j\left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2}(c-\sin^2\theta)\left(\frac{c}{|k|^2}-\cos^2\theta\right)\right] \quad (15)$$

$$\zeta_{\perp} = \frac{1}{2c\cos\theta}\left[\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2}(c+\cos^2\theta) - j\left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2}(c-\cos^2\theta)\right] \quad (16)$$

b) tranche reliée à la masse :

$$\zeta_{\parallel} = \frac{1}{|k|^2\cos\theta}\left[\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2}(c+\sin^2\theta) + j\left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2}(c-\sin^2\theta)\right] \quad (17)$$

$$\zeta_{\perp} = \frac{\cos\theta}{c}\left[\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2} + j\left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2}\right] \quad (18)$$

Nous avons fait des calculs numériques dans les différents cas pouvant nous intéresser. Par exemple, sur la figure 15, la perte de signal calculée est représentée en fonction de l'angle d'incidence dans le cas d'une tranche de plasma en espace libre possédant un nombre total d'électrons égal à celui de la distribution tracée sur la figure 14 et pour H = 62,5 km.

A l'aide de la température et de la densité précédemment calculées, nous avons pris une fréquence de collisions de $1{,}8 \times 10^8$ Hz (près du corps, la tem-

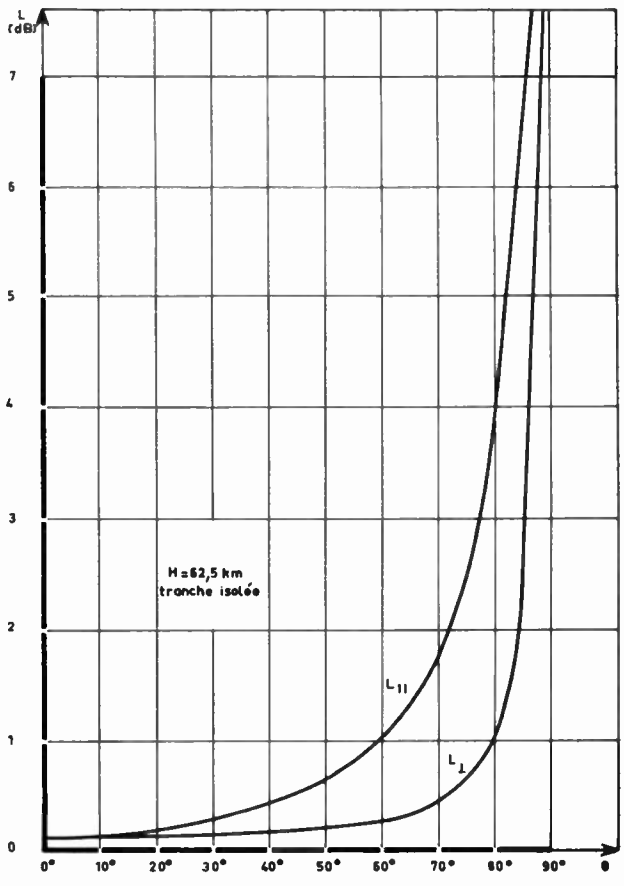


FIG. 15.

pérature et la densité changent, mais de manière à maintenir la fréquence de collisions pratiquement constante).

En considérant cette figure et d'autres diagrammes analogues, il apparaît que la perte de signal relative à la télémesure du satellite est très faible, sauf à l'incidence rasante. Comme la fréquence du signal (136 MHz) est supérieure à la fréquence maximale de plasma calculée dans les conditions les plus défavorables, nous pouvons négliger la possibilité de pertes fortes et anormales dues soit à l'excitation d'ondes de plasma de surface [9] quittant l'antenne en se propageant le long de la couche ionisée, soit à l'excitation de résonances de TONKS-DATTNER [10] dans la couche elle-même.

Quand à l'avant de l'antenne réceptrice se trouve une tranche de plasma isolée, la température de bruit à l'emplacement de cette antenne est donnée en fonction de la température T_3 dans la tranche par la formule suivante :

$$T_n = T_1 + [1 - |I|^2(1 + |\Gamma|^2)](T_3 - T_1) \qquad (19)$$

où T_1 est la température ambiante et Γ a la valeur donnée ci-après pour chacune des polarisations :

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{1}{2c\cos\theta}\left[\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2}(c+\sin^2\theta)\left(\frac{c}{|k|^2}-\cos^2\theta\right)\right.$$
$$\left.+\,j\left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2}(c-\sin^2\theta)\left(\frac{c}{|k|^2}+\cos^2\theta\right)\right] \qquad (20)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{1}{2c\cos\theta}\left[-\left(\frac{c+a}{2}\right)^{1/2}(c-\cos^2\theta)\right.$$
$$\left.+\,j\left(\frac{c-a}{2}\right)^{1/2}(c+\cos^2\theta)\right]. \qquad (21)$$

De T_n on peut déduire le bruit total du récepteur entouré du milieu ionisé. Ce calcul a été fait en supposant un bruit de 4 dB pour le même récepteur placé dans les conditions normales. Les résultats sont indiqués sur la figure 16 qui montre que l'accroissement de bruit dû au plasma est bien dans des limites acceptables.

Dans le but d'avoir d'autres preuves que l'ionisation frontale n'affecte pas sensiblement les transmissions de télémesure, nous compléterons, dans un avenir proche, l'étude théorique rapportée ici par l'évaluation d'effets analogues sur la télémesure du troisième étage. Plus tard, nous terminerons l'étude par l'analyse des résultats expérimentaux obtenus pendant les vols ELDO et par leur comparaison avec les prévisions théoriques.

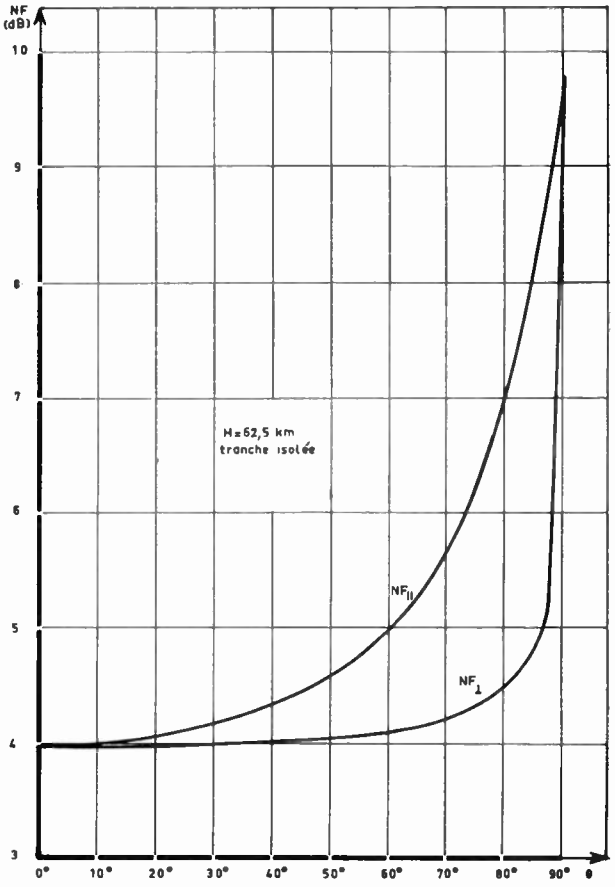


FIG. 16.

BIBLIOGRAPHIE

[1] HUBER P.W. — Hypersonic shock-heated flow parameters for velocities to 46,000 feet per second and altitudes to 323,000 feet. NASA TR-R-163.

[2] HAYES W.D. et PROBSTEIN R.F. — Hypersonic flow theory. Academic Press, New York, 1959.

[3] STAFF M.I.T. — Tables of supersonic flow of air around cones. TR 1.

[4] LEES L. et KUBOTA T. — Inviscid hypersonic flow over blunt-nosed slender body. *J. Aero Sci.*, Vol. 24, p. 195, 1957.

[5] EVANS J. et HUBER P.W. — Calculated radio attenuations due to plasma sheath on hypersonic blunt nosed cone. NASA TN-D-1043.

[6] SHAO-CHI LIN and DEREK TEARE J. — Rate of ionization behind shock waves in air. II Theoretical interpretations. *Phys. Fluids.*, Vol 6, p. 355, 1963.

[7] DALGARNO A. — Charged particles in the upper atmosphere. *Ann. de Géophysique*, Vol. 17, fasc. 1, p. 16, 1961.

[8] BACHYNSKI M.P. and GRAF K.A. — Electro magnetic properties of finite plasmas. *RCA Review*, Vol. XXV, p. 3, 1964.

[9] TAMIR T. and OLINER A.A. — The spectrum of electromagnetic waves guided by a plasma layer. *Proc. IEEE*, Vol. 51, p. 317, 1963.

[10] CRAWFORD F.W. and KINO G.S. — The mechanism of Tonks-Dattner resonances of a discharge column. Comp. Rend. VI, Conf. Phén. d'Ioniz. dans les gaz, Paris 1963, (Hubert-Crémien-Alcan, Paris 1963), Vol. III, p. 51.

MÉTHODE DE SIMILITUDE POUR DÉTERMINER LES SEUILS DE DÉCHARGE DANS LES SYSTÈMES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

PAR

C. ANCONA

Chef des Études à la STAREC

1. Introduction

Les problèmes de tenue en puissance, en atmosphère raréfiée, ont reçu une impulsion nouvelle du fait des applications spatiales, singulièrement en matière d'antennes.

L'analyse de ces problèmes suppose l'intervention de deux chapitres différents de la physique : celui des décharges électriques de haute fréquence, faisant appel à la physique des milieux ionisés, et celui des distributions de champ électromagnétique, faisant appel aux équations de Maxwell.

Or il se trouve que chacun de ces phénomènes est justiciable de principes de similitude, basés sur le caractère linéaire des équations différentielles qui les régissent, et il nous a paru intéressant d'essayer d'établir théoriquement et de vérifier expérimentalement une règle de similitude unique, régissant l'apparition d'une décharge électrique de haute fréquence dans un système électromagnétique déterminé.

2. Rappel des notions fondamentales de similitude

2.1. Notions de similitude dans les décharges de haute fréquence

Les propriétés de similitude dans les décharges en courant continu ont été établies par Townsend dès 1915 [1] et analysées de façon complète par Engel et Steenbeck en 1934 [2].

C'est à Margenau [3] que revient le mérite d'avoir, en 1948, étendu ces principes de similitude au problème des décharges de haute fréquence.

Celui-ci définit la similitude de la façon suivante : deux décharges électriques de haute fréquence sont dites similaires quand la distribution d'énergie des électrons aux points correspondants de l'espace est la même. Cette distribution d'énergie régit elle-même le phénomène de décharge et, en particulier, le seuil de son apparition qui nous intéresse ici.

Il est généralement admis que le seuil de la décharge correspond aux conditions pour lesquelles il est produit plus d'électrons que l'on ne peut en consommer.

Dans son analyse, Margenau s'est limité aux phénomènes physiques suivants :

— ionisation primaire par collision, pour ce qui est de la production des électrons,

— diffusion, attachement et recombinaison, pour ce qui est de la consommation des électrons.

Or les décharges de haute fréquence sont généralement contrôlées aux pressions élevées par des phénomènes d'attachement et aux pressions basses par des phénomènes de diffusion. Bien entendu, si les pressions sont assez faibles pour que la distance de libre parcours soit de l'ordre des dimensions géométriques des électrodes ou de l'enceinte, les hypothèses faites ne sont plus valables, il se produit notamment des phénomènes d'émission secondaire. Signalons en passant que, pour les pressions qui nous intéressent (de l'ordre du mmHg), la distance de libre parcours est de l'ordre de 1/10 de mm (4).

Avec ces hypothèses restrictives, Margenau établit les conditions suivantes de similitude dans les décharges de haute fréquence : pour que deux décharges soient similaires, il faut que les termes suivants restent inchangés :

$$\frac{E}{N},\ \frac{\omega}{N},\ NX \text{ et } \frac{n}{N}$$

où E : est le champ électrique de haute fréquence,
N : est le nombre de molécules par unité de volume,
ω : est la pulsation du champ électromagnétique,
X : est une dimension linéaire du système,
n : est le nombre d'électrons libres par unité de volume.

La constance de n/N signifie que la concentration des électrons change comme la pression du gaz, ce qui peut être admis approximativement.

Cette constance n'est d'ailleurs nécessaire que si les phénomènes de recombinaison jouent un rôle important.

Les trois autres termes peuvent se mettre aussi sous la forme :

$$\frac{E}{p},\ p\lambda \text{ et } pX$$

où p : est la pression du gaz,
λ : est la longueur d'onde HF.

C'est en raison de cette notion de similitude que les courbes théoriques et expérimentales illustrant les phénomènes de décharge sont souvent données, pour une forme d'électrode déterminée, en fonction de ces trois variables.

Ces règles de similitude ont été vérifiées expérimentalement par quelques auteurs pour des lignes coaxiales [4] et pour des antennes unipôles [5].

Que signifie, en particulier, la constance du produit $p\lambda$? Elle veut dire qu'un accroissement de la fréquence entraîne une augmentation de la pression pour retrouver les mêmes conditions de décharge. Les conditions les plus propices à la décharge se produisent lorsque la pulsation ω du champ HF est voisine de la fréquence de collision des électrons avec les molécules neutres ν_e.

Au voisinage de cette égalité, on observe un minimum du seuil de décharge, correspondant à une sorte de résonance entre la pulsation du champ et la fréquence de collision des électrons [5 à 11].

Comme ν_e dépend de la pression [pour l'air $\nu_e = 5{,}3.10^9\, p$ (mmHg)], il y a donc une pression « critique » pour laquelle la décharge se produit pour un minimum de puissance. Au voisinage de cette pression critique, le produit $p\lambda$ est constant et voisin de 36 mmHg. cm.

Sur la figure 1 nous avons porté la pression critique

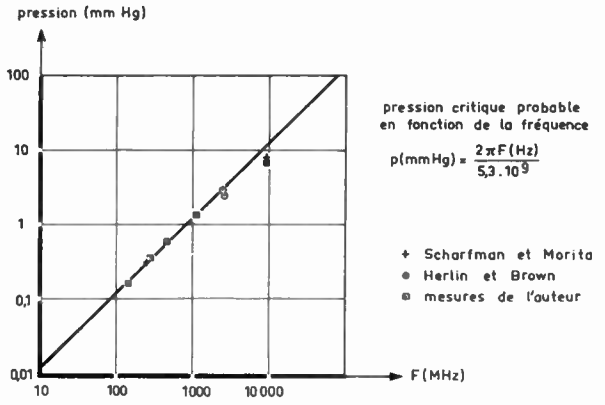


FIG. 1.

en fonction de la fréquence (droite théorique), ainsi qu'un certain nombre de points expérimentaux correspondant à des formes d'électrodes très différentes (antennes unipôles, lignes coaxiales, fentes, etc.), ou même à des décharges en l'absence d'électrodes [12]. On peut voir que la loi est sensiblement vérifiée en ondes métriques, décimétriques et centimétriques.

2.2. NOTIONS DE SIMILITUDE DANS LES SYSTÈMES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Les notions de similitude des systèmes électromagnétiques sont beaucoup plus anciennes (M. ABRAHAM 1898) et d'un usage plus généralisé, notamment dans le domaine des antennes et de leur diagramme de rayonnement.

Il appartient à G. SINCLAIR [13] d'avoir établi les conditions pour lesquelles les mesures sur modèles réduits ont une valeur *absolue*, et non seulement relative, dans tous les milieux, à l'exclusion des milieux non linéaires.

Si K est l'échelle de réduction géométrique,
γ, l'échelle de réduction du temps,
α, l'échelle de réduction du champ électrique,
β, l'échelle de réduction du champ magnétique,

RÈGLES DE SIMILITUDE DES SYSTÈMES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Grandeurs		Cas général $K\ \alpha\ \beta\ \gamma$ indépendants Échelle réduite	Cas particulier d'un même milieu $\left\{\begin{array}{l}\varepsilon = \varepsilon' \rightarrow K\alpha/\beta\gamma = 1 \rightarrow K = \gamma \\ \mu = \mu' \rightarrow K\beta/\alpha\gamma = 1 \rightarrow \alpha = \beta\end{array}\right.$ Échelle réduite
Dimension linéaire	X	$X' = X/K$	$X' = X/K$
Temps	t	$t' = t/\gamma$	$t' = t/K$
Champ électrique	E	$E' = E/\alpha$	$E' = E/\alpha$
Champ magnétique	H	$H' = H/\beta$	$H' = H/\alpha$
Conductivité	σ	$\sigma' = \sigma K\alpha/\beta$	$\sigma' = K\sigma$
Constante diélectique	ε	$\varepsilon' = \varepsilon K\sigma/\beta\gamma$	$\varepsilon' = \varepsilon$
Perméabilité	μ	$\mu' = \mu K\beta/\alpha\gamma$	$\mu' = \mu$
Puissance	P	$P' = P/\alpha\beta K^2$	$P' = P/\alpha^2 K^2$
Énergie	W	$W' = W/\alpha\beta\gamma K^2$	$W' = W/\alpha^2 K^2$
Longueur d'onde	λ	$\lambda' = \lambda/K$	$\lambda' = \lambda/K$

FIG. 2.

les relations liant le modèle réel et le modèle simulé (indications « prime ») sont données par le tableau, figure 2, pour les grandeurs qui nous intéressent ici.

Des conditions pratiques de fonctionnement dans le même milieu à l'échelle grandeur et en modèle réduit imposent d'avoir :

et
$$\varepsilon = \varepsilon'$$
$$\mu = \mu'$$

d'où

$$\frac{K\alpha}{\beta\gamma} = 1 \quad \text{et} \quad \frac{K\beta}{\alpha\gamma} = 1.$$

Pour assurer simultanément ces deux conditions, il faut :

$$K = \gamma \quad \text{et} \quad \alpha = \beta$$

Ainsi il ne subsite plus que deux degrés de liberté (sur 4) dans le choix des échelles de réduction. D'où la colonne de droite du tableau (figure 2), donnant les règles de similitude dans un même milieu.

3. Règles de similitude dans un système électromagnétique comprenant des électrons

Partant de l'échelle K de réduction géométrique, on a :

$$X' = \frac{X}{K}.$$

Les conditions des équations de Maxwell imposent une réduction de la longueur d'onde telle que :

$$\lambda' = \frac{\lambda}{K}.$$

Comme le produit $p\lambda$ doit être constant, (deuxième condition de MARGENAU), il faut que :

$$p' = Kp$$

d'où

$$p'X' = Kp \cdot \frac{X}{K} = p \cdot X.$$

La troisième condition de MARGENAU est donc satisfaite simultanément. Reste à satisfaire la première, c'est-à-dire d'avoir :

$$\frac{E'}{p'} = \frac{E}{p},$$

d'où

$$\frac{E'}{Kp} = \frac{E}{p},$$

d'où

$$E' = KE.$$

Or, d'après la figure 2, nous avons :

$$E' = \frac{E}{\alpha}.$$

Il faut donc que :

$$\alpha = \frac{I}{K}.$$

Ce résultat aliène le second degré de liberté : le choix de l'échelle de réduction géométrique K dans les systèmes électromagnétiques avec électrons, impose toutes les autres.

D'où le tableau de correspondance de la figure 3 régissant, en particulier, les seuils de décharge dans les systèmes électromagnétiques.

RÈGLES DE SIMILITUDE DES SYSTÈMES ÉLECTROMAGNÉTIQUES COMPRENANT DES ÉLECTRONS

$$\left.\begin{aligned} p\lambda &= p'\lambda' \\ pX &= p'X' \end{aligned}\right\} \rightarrow p' = Kp$$
$$E'/p' = E/p \rightarrow E' = KE \rightarrow \alpha = 1/K$$

Grandeur		Échelle réduite
Dimension linéaire	X	$X' = X/K$
Temps	t	$t' = t/K$
Champ électrique	E	$E' = KE$
Champ magnétique	H	$H' = KH$
Pression	p	$p' = Kp$
Conductivité	σ	$\sigma' = K\sigma$
Constante diélectrique	ε	$\varepsilon' = \varepsilon$
Perméabilité	μ	$\mu' = \mu$
Puissance	P	$P' = P$
Énergie	W	$W' = W/K$
Longueur d'onde	λ	$\lambda' = \lambda/K$

FIG. 3.

On peut conclure théoriquement de ce tableau qu'il est possible, dans la limite des hypothèses faites, de pratiquer des essais de claquage sur modèles réduits de systèmes électromagnétiques quelconques, rayonnants, ou non rayonnants. Pour cela l'échelle de réduction géométrique doit être la même que celle de réduction de la longueurd'onde et de la résistivité; elle doit aussi être la même que l'échelle d'augmentation de la pression. Dans ces conditions, la puissance disruptive est la même sur modèle réduit et à l'échelle 1.

4. Fonctionnement en régime d'impulsions

Examinons le cas où le dispositif fonctionnerait en régime d'impulsions de durée « τ » et de période de répétition « T ». Les règles de similitude établies plus haut imposent de réduire le temps suivant l'échelle de réduction géométrique K.

On aura donc pour le modèle réduit :

$$\tau' = \frac{\tau}{K} \quad \text{et} \quad T' = \frac{T}{K}.$$

Le facteur de forme τ/T reste donc constant ainsi que la puissance de crête et la puissance moyenne. Par contre, en régime d'impulsion unique, l'énergie totale nécessaire à susciter la décharge est réduite dans le rapport K.

La réduction de la durée minimale d'application de l'impulsion pour susciter la décharge dans le même rapport que la longueur d'onde, signifie que, pour des décharges similaires, il faut un même nombre d'oscillations de haute fréquence pour déclencher la décharge.

Pour le régime de l'impulsion unique, on peut également tirer une autre conclusion : pour deux décharges similaires le produit $p\tau$ reste constant.

5. Vérification expérimentale

Nous avons procédé à une vérification expérimentale de la méthode proposée, en régime de porteuse pure dans l'air. Cette vérification a été effectué sur des antennes en L dans des gammes de fréquences métriques et décimétriques, au moyen de l'appareillage de la figure 4.

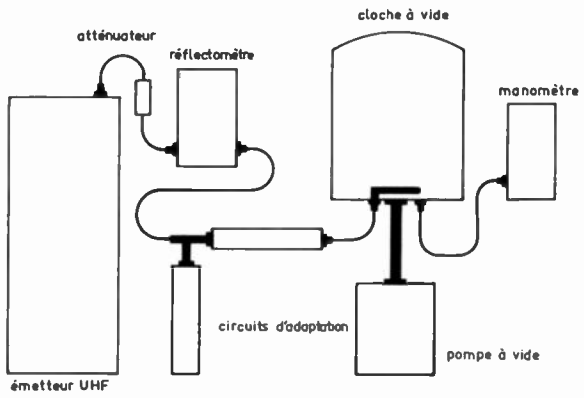


FIG. 4.

Celui-ci comprend, outre l'équipement radioélectrique propre (émetteur, atténuateur, coupleur directif, circuits d'adaptation), une cloche à vide en plexiglas munie d'une pompe et d'un manomètre.

Comme nous nous intéressions principalement au seuil de décharge au voisinage de la pression « critique » et que celle-ci ne descend guère au-dessous de 0,3 mmHg, pour la gamme d'ondes considérée, il n'était pas nécessaire de réaliser un vide très poussé.

La figure 5 illustre l'allure du phénomène de décharge qui se localise principalement au voisinage de l'extrémité de l'antenne, c'est-à-dire là où le gradient du potentiel est le plus élevé.

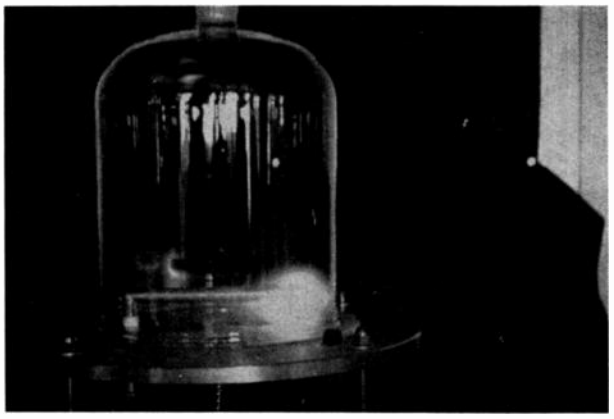


FIG. 5.

Une première série de mesures utilisait une antenne en L et son modèle réduit à une échelle très voisine des 3/5 (1/1,64). Cette échelle de réduction a été choisie de manière à correspondre au rapport de conductivité du cuivre et de l'aluminium, (métaux ayant servi à réaliser les deux modèles) tout en restant dans la gamme de l'émetteur utilisé.

Les mesures ont été effectuées par variation de la pression dans un sens croissant ou décroissant mais les points relevés correspondent toujours au seuil d'*allumage* de la décharge.

Les résultats sont représentés sur la figure 6 sur laquelle on peut voir la courbe avec son allure caractéristique, mesurée sur modèle réduit à la fréquence de 395 MHz, la courbe théorique à l'échelle 1 déduite de la première par translation (ce qui correspond à une division des pressions par 1,64 compte tenu de l'échelle logarithmique), enfin les points de mesure à l'échelle 1. La correspondance peut être considérée comme très satisfaisante, eu égard aux imprécisions inhérentes à ce type de mesures.

Une seconde série de mesures, utilisant les mêmes antennes, a été effectuée avec superposition d'un potentiel continu de —30 volts. L'intérêt de cet essai

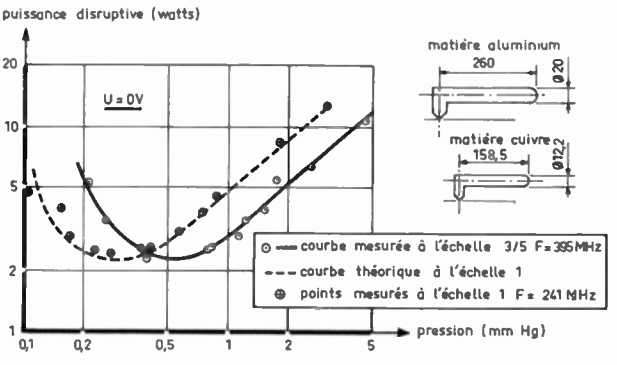


FIG. 6.

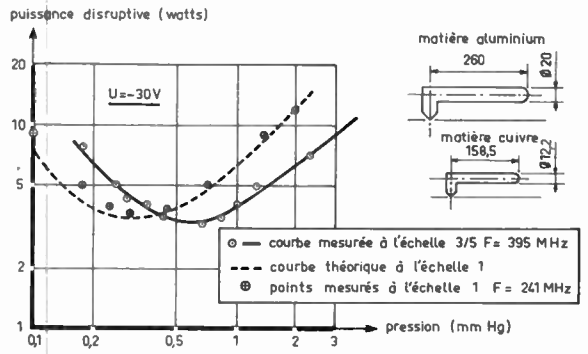


FIG. 7.

réside dans le fait que cet artifice est quelquefois utilisé [7 et 11] pour améliorer la tenue en puissance des antennes. Cette amélioration est obtenue par augmentation de la densité de courant électronique due à la superposition du champ électrostatique.

Les résultats sont portés sur la figure 7 avec le même mode de représentation que pour la figure précédente. Là encore les mesures s'accordent de façon satisfaisante avec les prévisions. Remarquons en passant l'augmentation notable de la puissance disruptive due à la superposition du potentiel continu.

Ces résultats étant obtenus, il nous a paru nécessaire de procéder à un essai mettant en œuvre une plus grande réduction d'échelle. Il fallait auparavant résoudre quelques difficultés :

1. Réaliser les antennes à très faible puissance disruptive de manière à pouvoir utiliser des oscillateurs de laboratoire pour lesquels nous serions moins limités en gamme de fréquence;

2. Réaliser des antennes ayant des circuits d'adaptation réellement similaires, l'adaptation par des circuits extérieurs classiques introduisant des pertes d'autant moins comparables que les fréquences sont plus écartées.

C'est pourquoi nous avons été amenés à construire des antennes en L, de très faible section, munies d'un dispositif d'adaptation incorporé constitué par une sorte d'autotransformateur (fig. 8). C'est ainsi

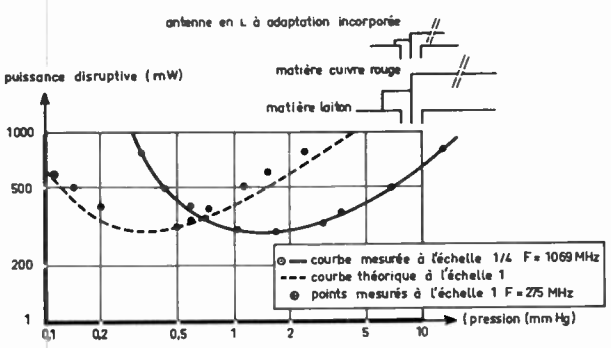


FIG. 8.

que nous avons obtenu des puissances disruptives de l'ordre de 300 mW.

Cette fois, l'échelle de réduction était voisine du quart (1/3,9) et les conducteurs étaient respectivement en laiton et en cuivre. Les fréquences étaient 275 et 1 070 MHz.

On peut voir sur la figure 8 que les résultats, bien que légèrement moins bons que pour les essais précédents, sont néanmoins très satisfaisants.

Nous avons enfin procédé à une vérification partielle des règles de similitude en régime d'impulsions. L'échelle géométrique était des 2/3 (fréquence 275 et 408,5 MHz). Les antennes utilisées étaient également du type en L avec adaptation incorporée. Le modèle réduit avait une durée d'impulsion τ de 100 μs et une période de récurrence T de 10 000 μs. Pour le grand modèle, ces valeurs étaient respectivement de 150 et de 15 000 μs.

L'émetteur était constitué d'un générateur UHF modulé par un générateur d'impulsions et suivi d'un amplificateur de puissance. Les puissances de crête ont été déduites des puissances moyennes mesurées.

Les résultats sont représentés sur les courbes figure 9 en utilisant le même mode de représentation

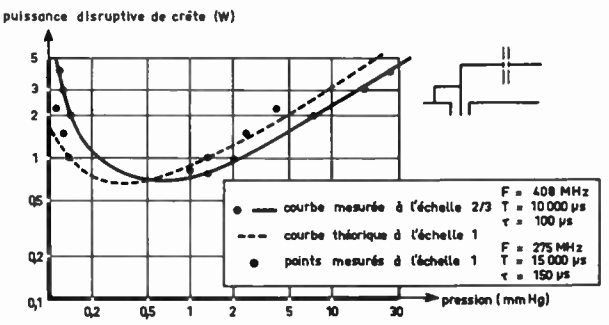


FIG. 9.

que pour les courbes précédentes. On remarquera que l'allure de ces courbes est un peu plus dissymétrique que celle des courbes mesurées en porteuse pure. Ce phénomène peut être attribué à l'influence du produit $p\tau$ de la pression par la durée de l'impulsion, qui, pour les pressions élevées, rapproche le seuil de claquage de la puissance disruptive en porteuse et l'en écarte, au contraire, pour les pressions basses.

6. Conclusions

Les règles de similitude synthétisées et vérifiées expérimentalement ci-dessus, ont, à notre sens, un intérêt théorique et un intérêt pratique.

L'intérêt théorique réside dans la solution des problèmes de seuil de décharge par comparaison à des problèmes analogues déjà résolus. Il n'est en effet pas dénué d'intérêt, dans des problèmes aussi complexes, de prévoir, au moins approximativement, la

tenue en puissance d'une antenne ou d'un circuit par analogie avec des calculs ou des mesures effectués dans d'autres gammes de fréquence.

A titre d'exemple, pour illustrer ces possibilités de calcul, nous citerons la tenue en puissance des guides rectangulaires. Partant de la puissance maximale admissible à la pression atmosphérique normale, pour une série de guides homothétiques les uns des autres, figurant dans les manuels [14], nous avons déduit, en appliquant les règles de similitude définies plus haut, la tenue en puissance de chacun de ces guides dans toute une gamme de pressions (fig. 10), sans

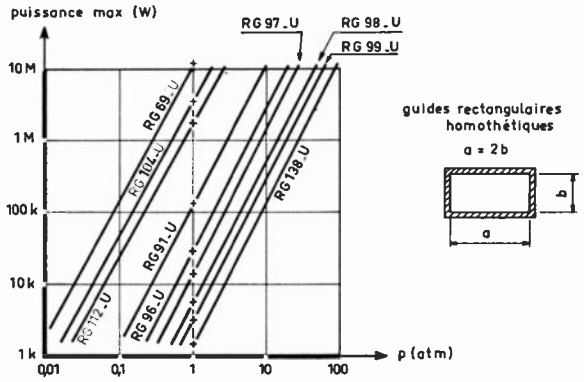


FIG. 10.

faire aucune hypothèse supplémentaire. Chaque guide étant un modèle réduit (ou agrandi) des autres, nous renseigne sur le comportement de tous les autres guides à des pressions plus faibles (ou plus élevées) que la pression atmosphérique.

Bien entendu, ces résultats ne sont valables que pour autant que les points de départ (puissance maximale à la pression atmosphérique) soient justifiés.

L'intérêt pratique d'avoir la possibilité d'effectuer les mesures de seuil de décharge sur modèle réduit d'échelle $1/K$ revêt plusieurs aspects :

1. Diminution du volume des enceintes de mesure sous vide dans le rapport K^3, ou possibilité, pour des installations données, de figurer une plus grande portion du véhicule porteur dans le cas des antennes d'engins;

2. Augmentation des pressions « critiques » dans le rapport K et par conséquent vide moins poussé;

3. Il arrive fréquemment que l'on ne dispose pas dans un laboratoire de l'émetteur délivrant la puissance voulue à la fréquence désirée, la possibilité d'effectuer les mesures sur un modèle homothétique apporte une souplesse qui n'est pas sans intérêt;

4. Dans le cas où l'on fonctionne en régime d'impulsion unique, l'énergie demandée à la source est plus faible puisque réduite dans le rapport K.

Cet intérêt pratique est quelque peu limité par la nécessité de réduire la résistivité des conducteurs, ce qui n'est pas toujours possible dans de larges limites.

Cependant il importe de noter que, tant que les pertes ohmiques restent faibles devant d'autres causes d'amortissement, il est inutile d'effectuer la réduction de ce terme. Dans le cas des antennes, cela veut dire que, si le rendement de l'aérien est voisin de l'unité, la conductivité peut être considérée comme infinie et sa réduction est sans objet.

BIBLIOGRAPHIE

[1] TOWNSEND J.S. — Electricity in Gases (Oxford : Clarendon Press) chap. X-1915.

[2] ENGEL A. et STEENBECK M. — Elektrische Gasentladungen II, 1934, p. 95.

[3] MARGENAU H. — Theory of High Frequency Gas Discharges. *Physical Review*, 15-2-48, P. 297-328.

[4] LLEWELLYN JONES F. et MORGAN G.D. — High Frequency Discharges : I. Breakdown Mechanism and Similarity Relationship. *Proc. Phys. Soc. London*, B 64, p. 560, 1951.

[5] SCHARFMAN W.E. et MORITA T. — Voltage Breakdown of Antennas at High Altitude. *Proceedings of the IRE*, novembre 1960, p. 1881.

[6] HERLIN M.A. et BROWN S.C. — Breakdown of a Gas at Microwave Frequencies, *Physical Review*, 1-8-48, p. 291.

[7] HERLIN M.A. et BROWN S.C. — Electrical Breakdown of a Gas between Coaxial cylinders at Microwave Frequencies. *Physical Review*, 15-10-48, p. 910.

[8] BROWN S.C. — High Frequency Gas Discharge Breakdown. *Proceedings of the IRE*, décembre 1951, p. 1493.

[9] GOULD L. et ROBERTS L.W. — Breakdown of Air at Microwave Frequencies. *Journal of Applied Physics*, octobre 1956, p. 1162.

[10] CHOWN J.B., SCHARFMAN W.E. et MORITA R. — Voltage Breakdown Characteristics of Microwave Antennas. *Proceedings of the IRE*, août 1959, p. 1331.

[11] ANCONA C. et DO-BOI HOAN. — Tenue en puissance des aériens d'un lanceur de satellites en atmosphère raréfiée. *L'Onde Electrique*, octobre 1964, p. 1037.

[12] ANCONA C. — Plasmoïde artificiel par décharge de haute fréquence focalisée en haute atmosphère. Communication au Symposium de l'URSI sur la théorie des ondes électromagnétiques. Delft, septembre 1965.

[13] SINCLAIR G. — Theory of Models of Electromagnetic Systems. *Proc. of the IRE*, novembre 1948, p. 1364.

[14] JASIK H. — Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill, 1961, p. 30-22 et 30-23.

[15] FLUGGE S. — Handbuch der Physik, Volume XXIII-Springer-Verglag-Berlin-Göttingen-Heidelberg 1956.

[16] DELCROIX J.L. — Introduction à la théorie des gaz ionisés. Monographies Dunod.

[17] PAPOULAR R. — Phénomènes électriques dans les gaz. Monographies Dunod, 1963.

EFFETS DE RUPTURE DE GAINE DES ANTENNES, A HAUTE ALTITUDE *

PAR

I.L. JONES

B. Sc. Ph. D

Royal Aircraft Establishment Farnborough

Angleterre

1. Introduction

Dans des conditions de basse pression comme celles existant pendant un lancement de satellite, une rupture de gaine peut se produire pour une puissance HF beaucoup plus faible qu'au niveau du sol. Pendant une telle rupture, une partie de la puissance est perdue par l'absorption dans la gaine, et un déséquilibre de l'antenne se produit, créant une augmentation de puissance réfléchie à l'émetteur. Pour éliminer cette source possible de mauvaise communication avec l'engin, on a étudié l'effet de gaine en HF et recherché expérimentalement le type d'antenne permettant d'éviter ces effets de gaine [1, 2, 3, 4].

L'objet de ce document est :

— de décrire le phénomène de base,

— de présenter les résultats d'études expérimentales sur des monopôles réalisés au Royal Aircraft Establishment et finalement, de décrire le modèle, les essais et le comportement de la gaine pour des antennes de télémesure et de répondeur adaptées au premier étage d'Europe I.

2. Le mécanisme de rupture de gaine en HF

Il est utile d'exposer le mécanisme physique de rupture gazeuse à fréquence radio [5]. Les électrons rayonnés sont accélérés par le champ à fréquence radio, dans le voisinage de l'antenne, pendant l'intervalle de collisions avec les molécules du gaz. A chaque collision, une partie de l'énergie rayonnée, due au champ à fréquence radio, est transformée en énergie cinétique aléatoire et une partie de l'énergie est perdue au bénéfice des molécules.

Les électrons vont continuer à gagner de l'énergie, entre les collisions, jusqu'à ce que l'énergie moyenne gagnée soit égale à l'énergie moyenne perdue par collision avec les molécules. L'énergie des électrons augmente avec l'intensité du champ à fréquence radio ; les électrons peuvent ainsi gagner l'énergie d'ionisation des molécules gazeuses.

Il est très probable qu'un électron transmettra toute son énergie à une molécule en collision, formant un ion positif et deux électrons à faible énergie qui, à leur tour, regagneront de l'énergie. Pendant cette période cependant, d'autres processus tendent à réduire le nombre d'électrons libres : diffusion vers l'antenne et autres phénomènes limités à la région de décharge, attachement d'électrons à des molécules neutres produisant des ions négatifs, et recombinaison d'électrons avec des ions positifs.

Une rupture de la gaine se produit quand le taux de production d'électrons par collision dépasse la perte d'électrons par diffusion, attachement et recombinaison. L'image physique ainsi présentée se réfère aux conditions du libre parcours moyen des électrons, inférieur aux dimensions de l'antenne et au volume contenant la décharge.

Les mécanismes physiques décrits peuvent être exprimés sous la forme :

$$\frac{dn}{dt} = v_i n - v_a n - \alpha_R n^2 + \nabla^2(Dn)$$

(*) Document présenté au nom de l'Organisation européenne du Développement des Lanceurs d'Engins Spatiaux.

où n : densité de l'électron,
v_i : taux d'ionisation par électron,
v_a : taux d'attachement d'un électron,
α_R : coefficient de recombinaison d'ion positif,
D : coefficient de diffusion.

Cette équation est souvent appelée équation de diffusion.

Les coefficients d'ionisation et de perte sont fonction de l'intensité du champ électrique, de la fréquence, de la nature et de la pression du gaz, et de la géométrie du volume de la décharge.

La solution de l'équation de diffusion donne l'intensité du champ électrique nécessaire pour une rupture à une fréquence donnée, en fonction de la pression au voisinage de l'antenne. Cette équation a été résolue pour quelques cas particuliers : surfaces parallèles, cylindres coaxiaux [7] et monopôles sphériques allongés [6]. La difficulté principale est l'évaluation du terme de diffusion et des caractéristiques de l'intensité du champ électrique pour la plupart des modules pratiques d'antenne.

Une étude d'antennes d'émission empêchant une rupture de gaine a donc été réalisée sur une base expérimentale avec des essais faits à basse pression, pour vérifier et modifier le modèle.

A pression élevée, il existe un grand nombre de collisions par oscillation des électrons et l'énergie gagnée par un électron sur le champ électrique est rapidement dissipée par collisions élastiques entre les électrons et les molécules gazeuses.

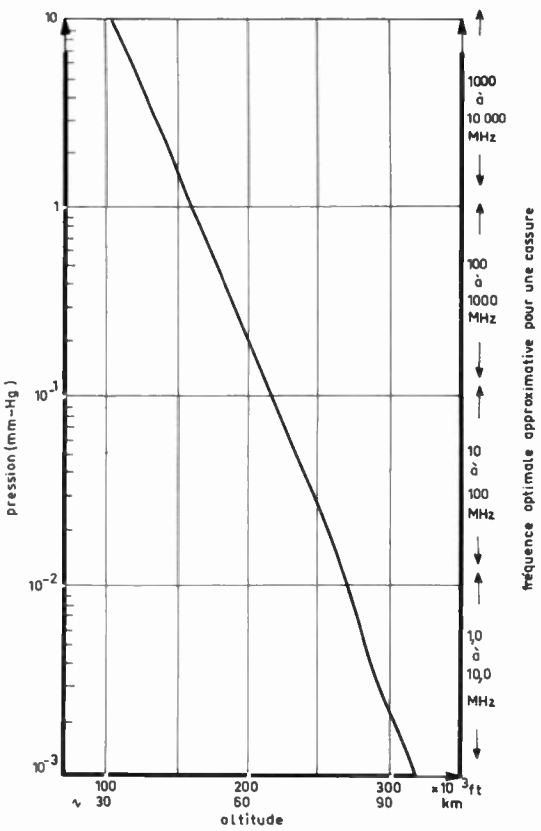


FIG. 1. — Fréquence optimale de rupture en fonction de l'altitude.

A basse pression, il y a un grand nombre d'oscillations par collision, et les électrons diffusent hors de la région de champ élevé avant que l'ionisation augmente suffisamment pour produire une gaine. Il y a donc une pression optimale à laquelle une rupture de gaine se produira pour une intensité de champ minimale [8]. Cette pression optimale pour la rupture de gaine est approximativement égale à la pression à laquelle la fréquence de collision des électrons est égale à la fréquence du champ radio. Sur la figure 1, on montre la variation de pression, et la fréquence du champ radio correspondant à la puissance minimale pour une rupture, en fonction de l'altitude. Pour des fréquences s'échelonnant entre 100 MHz et 10 000 MHz, l'altitude optimale pour une rupture de gaine est entre 30 et 70 km.

3. Rupture d'antennes monopôles quart d'onde

Une antenne monopôle quart d'onde est mécaniquement simple et a un diagramme de rayonnement convenant à un usage sur engins. Une étude expérimentale de monopôles quart d'onde a été réalisée au Royal Aircraft Establishment, pour vérifier la validité du théorème de similarité énoncé par LLYWELYN JONES et MORGAN [9]. Ce théorème établit que la tension V_b nécessaire pour une décharge gazeuse dans un système donné, ayant une dimension linéaire caractéristique, a une pression p et un champ de longueur d'onde λ, soit :

$$V_b = f\left(pa, \frac{a}{\lambda}\right).$$

Ce sera la même pour tous les systèmes géométriquement similaires dans lesquels, les produits pa, a/λ sont les mêmes. Ainsi un monopôle quart d'onde, de rapport du diamètre à la longueur d'onde d/λ, aura la même puissance de rupture minimale à basse pression que n'importe quel autre monopôle quart d'onde de même rapport d/λ.

Des mesures ont été effectuées dans la gamme de fréquence 205 à 3 000 MHz en utilisant une transmission à onde entretenue. Un montage typique expérimental utilisé dans cette étude et dans d'autres que l'on décrira plus tard est schématisé figure 2.

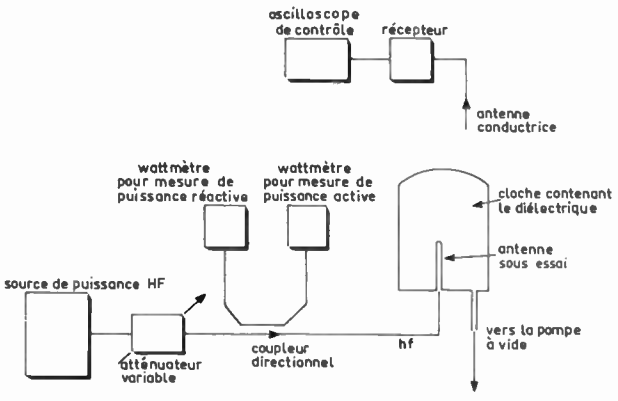


FIG. 2. — Diagramme schématique d'un montage expérimental typique.

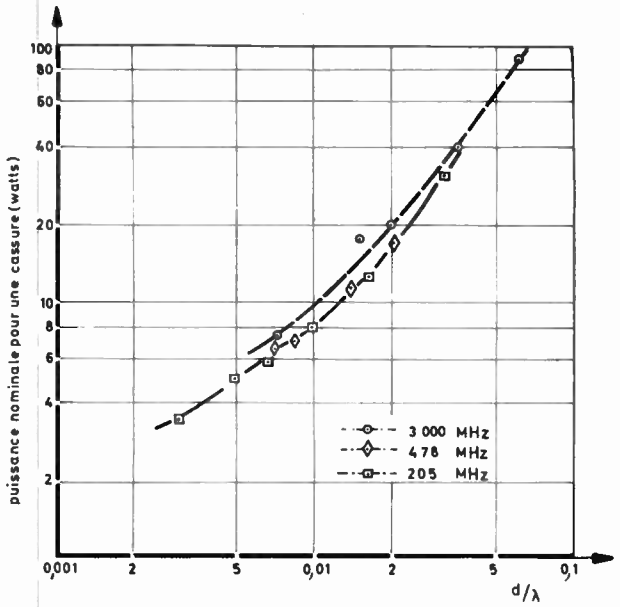


FIG. 3. — Puissance en fonction des proportions de l'antenne (monopôle quart d'onde) à une pression très défavorable.

Les résultats de ces mesures sont montrés figure 3. Les mesures indiquent de façon très concluante que, pour $d/\lambda = 0{,}1$, le théorème de similarité est valable pour des monopôles quart d'onde, c'est-à-dire que, dans les limites de la précision de mesure, une même puissance est nécessaire pour la rupture dans une grande gamme de fréquence pour le même taux d/λ.

Pendant les séries de mesures décrites, la rupture de gaine se produisait au sommet de certains monopôles et à la base de certains autres. La formation de rupture à la base était associée à la géométrie de la ligne coaxiale, les antennes ayant les plus petits conducteurs produisant les conditions de rupture.

Dans certaines occasions, la gaine passait du sommet du monopôle à sa base; dans ce cas, la gaine au sommet agissait comme un court-circuit produisant une tension maximale à la base (un quart de longueur d'onde plus bas), suffisant pour produire une rupture provoquant la suppression de la gaine au sommet.

Pendant ces séries de mesure, on a trouvé que les monopôles quart d'onde ayant la même impédance caractéristique, en les considérant comme lignes de transmission, avaient approximativement les mêmes puissances minimales de rupture. Par exemple, une bande plate, de 2 *s* de largeur, alimentée comme un monopôle, avait approximativement la même puissance de rupture qu'un cylindre de diamètre *s*. La même approximation s'appliquait à des monopôles à deux conducteurs. On a trouvé qu'un monopôle replié avait approximativement le même niveau de rupture que le monopôle normal.

4. Antennes pour le premier étage d'Europe I

Le premier étage de l'engin-porteur d'Europe I, possède des antennes de télémesure opérant aux fréquences de 250 à 450 MHz, et des antennes de répondeur radar, à une fréquence de 5 750 MHz.

En plus du diagramme de rayonnement habituel et des conditions d'impédance, ces antennes avaient été étudiées pour éviter une rupture de gaine lorsque l'engin-porteur était à une altitude de 30 à 70 km.

4.1. Antenne de télémesure a 250 MHz

Les conditions requises de diagramme de rayonnement étaient satisfaites par un monopôle quart d'onde ajusté près du nez de l'engin porteur. Il était nécessaire que l'antenne supporte en permanence une puissance de 100 watts. On s'est servi des mesures sur monopôles illustrées figure 3 et on a trouvé que la condition d/λ pour 100 watts devait être 0,06 donnant un diamètre d'antenne de 7 cm.

Il était nécessaire d'avoir un monopôle replié pour assurer une stabilité de montage, et l'on montre d'une façon schématique, figure 4, le projet final de l'antenne

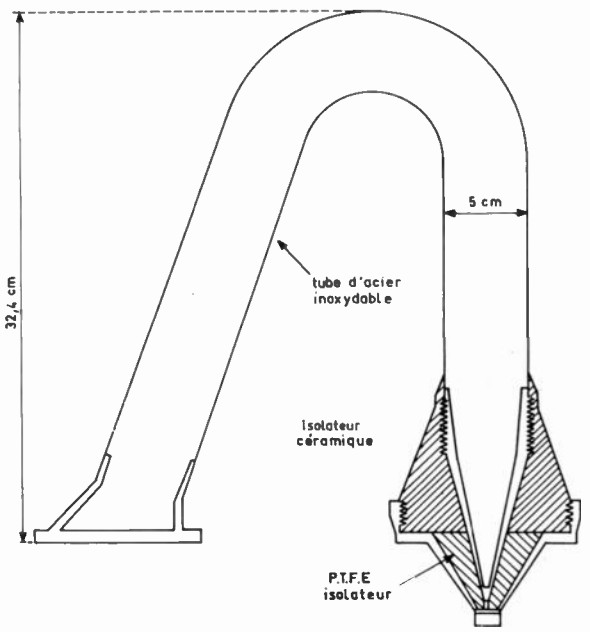


FIG. 4. — Dessin schématique d'une antenne de télémesure à 250 MHz.

pour émettre 100 watts à la plus faible pression correspondant à la rupture.

La structure principale de l'antenne consistait en un tube d'acier inoxydable de 5 cm de diamètre (un peu moins que ce qui avait été prévu d'après les courbes de la figure 3), qui se terminait en une section conique au point de liaison de la ligne. On s'est efforcé d'étudier soigneusement ce point de liaison pour éviter une rupture de gaine à la base et, en même temps, pour avoir une résistance mécanique suffisante pour supporter la charge et la vibration prévues.

4.2. L'antenne de télémesure de 450 MHz

La condition requise de diagramme de rayonnement était de nouveau satisfaite par l'emploi d'un monopôle

quart d'onde, et l'antenne devait supporter 35 watts continus. D'après la figure 3, la valeur exigée du d/λ était 0,32 soit $d = 2{,}15$ cm. Pour réduire la résistance de traînée présentée par un tube de 2,15 cm de diamètre, on a adopté un monopôle en forme de cadre, comme il est montré figure 5, dans lequel le diamètre du tube était 1,2 cm.

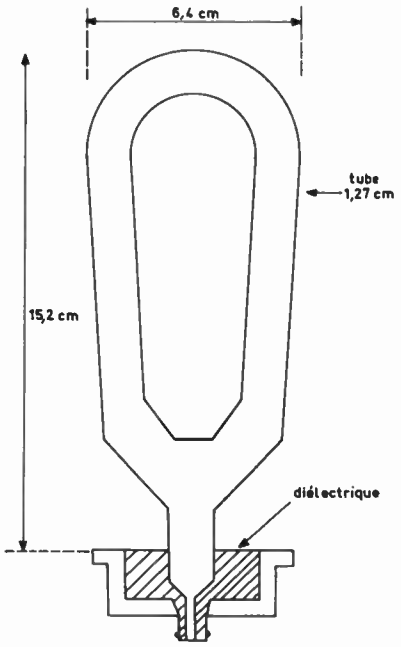


FIG. 5. — Dessin schématique d'une antenne de télémesure à 460 MHz.

La largeur du cadre était de 5 cm ce qui fournissait une capacité de puissance approximativement équivalente à celle d'un monopôle à diamètre cylindrique de 3 cm.

4.3. LES ANTENNES DU RÉPONDEUR A 5 750 MHz

Deux répondeurs équipaient le premier étage d'Europe I. L'un exigeait un diagramme de rayonnement orienté sur le côté de l'engin-porteur, et l'autre dirigé vers l'arrière. Les diagrammes pouvaient être obtenus en utilisant un guide d'onde à extrémités ouvertes. Comme il est indiqué figure 6, le répondeur utilisé était capable de produire 1 200 watts de puissance crête avec une largeur d'impulsion de 0,7 μs et une fréquence de répétition d'environ 350 Hz. Parce que les répondeurs étaient associés au système de sécurité, il était essentiel qu'une rupture de gaine ne puisse se produire.

Les antennes étaient essayées jusqu'à une puissance-crête de 2 500 watts et, pour augmenter la marge de sécurité et exciter la rupture de gaine, une décharge de rupture était placée près de l'ouverture de l'antenne.

On avait estimé que, en présence de la décharge disruptive, environ 10^{11} électrons par cm^3 étaient présents lors de l'ouverture de l'antenne.

La présence d'une rupture de gaine pouvait être observée

— visuellement,

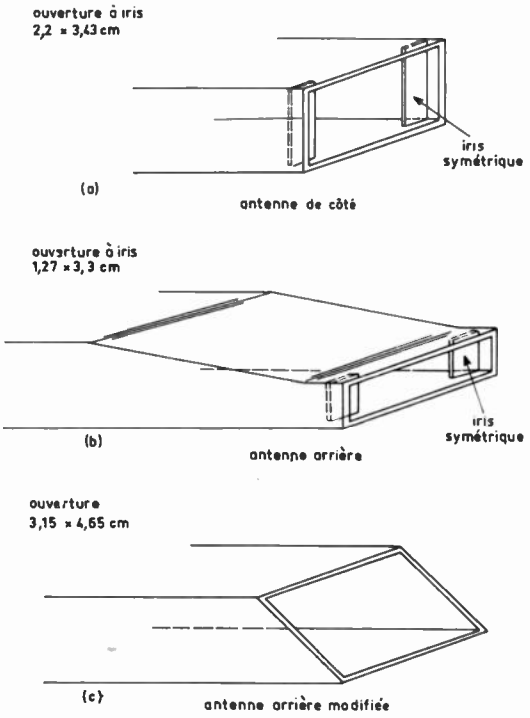


FIG. 6. — Dessin schématique d'ouverture d'antenne de répondeur à fréquence de 5 750 MHz.

— par la variation de la puissance réfléchie dans le câble de l'antenne,

— et sur un oscilloscope au moyen d'une antenne et

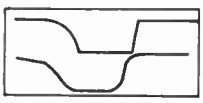
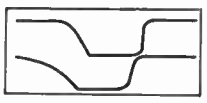
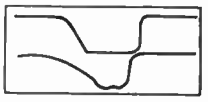
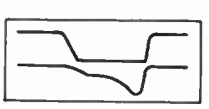
tracé supérieur : à l'entrée de l'antenne, tracé inférieur : impulsion transmise.	Puis. inc. (crête en watts)	Altitude (pieds)	Commentaire
	1250	niveau de la mer	début d'essai
	1800	niveau de la mer à 250 000	pas de rupture pas de décharge disruptive
	1250	150 000	scintillation de la queue d'impulsion en présence de décharge seulement
	1400	100 000 à 120 000	rupture entretenue amorcée par une décharge disruptive
	1800	100 000 à 130 000	rupture entretenue amorcée par une décharge disruptive
	2500	130 000	rupture de gaine sans décharge disruptive
← temps → 1 μs ←			

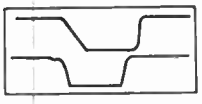
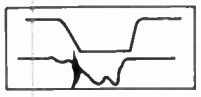
FIG. 7. — Antenne de côté à fréquence 5 750 MHz. Forme de l'impulsion transmise, en fonction de la puissance et de l'altitude.

d'un récepteur placés à l'extrémité de la chambre à vide et contrôlant l'impulsion transmise.

Les résultats pour l'antenne plaquée sur le côté, sont montrés figure 7. La trace supérieure représente la forme de l'impulsion à l'entrée de l'antenne tandis que la trace inférieure est l'impulsion transmise. Ces résultats ont montré que, à la puissance supérieure disponible de 2 500 watts, une rupture de gaine se produisait à une altitude d'environ 40 km. Le front et le début de l'impulsion ne sont pas affectés, mais comme l'ionisation se forme de façon exponentielle à l'ouverture, l'amplitude de l'impulsion transmise se trouve très réduite.

La gaine était supprimée quand la puissance d'entrée était réduite à 1 350 watts. A des puissances inférieures à 2 500 watts, une rupture ne se produisait pas, à moins d'être stimulée par une décharge disruptive. Au dessus d'un maximum de 1 400 watts, une rupture de gaine s'entretenait d'elle-même après suppression de l'étincelle. A des puissances entre 200 et 1 200 watts, il y avait une scintillation de la queue de l'impulsion pendant la décharge.

Les résultats, pour l'antenne arrière, sont montrés figure 8. La puissance maximale appliquée à cette

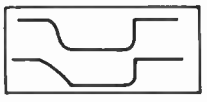
tracé supérieur : à l'entrée de l'antenne, tracé inférieur : impulsion transmise.	Puis. inc. (crête en watts)	Altitude (pieds)	Commentaire
	1250	niveau de la mer	début d'essai
	865	150 000	seuil de la puissance de rupture avec décharge
	1250	100 000	rupture entretenue amorcée par une décharge disruptive
	1250	160 000	rupture entretenue amorcée par une décharge disruptive
	1250	180 000	rupture entretenue amorcée par une décharge disruptive

temps
1 μs

FIG. 8. — Antenne à fréquence 5 750 MHz. Comportement de l'impulsion transmise en fonction de la puissance et de l'altitude.

antenne était de 1 800 watts et, sans étincelle, il n'y avait aucune indication de rupture. A des niveaux de puissance entre 865 et 1 800 watts, une rupture se produisait quand l'étincelle était appliquée et s'entretenait d'elle-même après suppression de l'étincelle. On a considéré que le facteur de sécurité de cette antenne était inadéquat et on a refait l'ouverture de l'antenne arrière conformément à la figure 6*c*).

Les résultats de l'antenne arrière modifiée sont montrés figure 9. La puissance maximale appliquée était de 2 500 watts. Avec cette antenne, une rupture

tracé supérieur : à l'entrée de l'antenne, tracé inférieur : impulsion transmise.	Puis. inc. (crête en watts)	Altitude (pieds)	Commentaire
	1250	niveau de la mer	Début d'essai
	1250	120 000 à 160 000	rupture de gaine avec décharge disruptive
	2500	100 000 à 160 000	rupture de gaine avec décharge disruptive

temps
1 μs

FIG. 9. — Antenne de 5 750 MHz après modification. Forme d'une impulsion transmise en fonction de la puissance et de l'altitude.

de gaine se produisait seulement en présence d'une décharge disruptive.

Quand l'étincelle était supprimée, la gaine disparaissait.

La puissance de rupture prévue pour les trois antennes, estimée d'après les données de McDONALD étaient respectivement 3 000 watts, 1 700 watts et 5 700 watts. Ces valeurs sont prévues en supposant une ionisation de 10^3 électrons par cm^3, c'est-à-dire sans décharge disruptive. Les mesures décrites sont compatibles avec les estimations ci-dessus, compte tenu de la précision de mesure.

La présence de plasma produit par la décharge disruptive facilite une rupture de gaine de l'antenne. L'observation d'une rupture de gaine auto-entretenue après suppression de l'étincelle signifie que, pendant la durée d'une impulsion, l'ionisation à l'ouverture de l'antenne n'était pas complètement supprimée. En fait, l'engin porteur bougera d'environ 3 cm pendant chaque durée d'impulsion et l'ionisation initiale, à chaque impulsion, sera indépendante de l'ionisation produite par l'impulsion précédente.

La valeur prévue de la densité d'électrons ambiante dans l'atmosphère, aux altitudes considérées, n'est pas plus grande que 10^3 électrons par cm^3 Cependant une certaine ionisation supplémentaire est liée aux ondes de choc produites au nez de l'engin-porteur et créée par la flamme. L'ionisation produite par cette dernière peut être proche des antennes lorsque la flamme change de forme avec l'altitude.

Pendant les trois mises à feu de l'engin, il n'y a eu aucune perte de transmission qui auraient pu être attribuée à une rupture de gaine.

Conclusion

La rupture de gaine à fréquence radio ne peut être que fortuite pendant les vols de l'engin, l'altitude optimale pour la rupture étant de l'ordre de 30 à 80 km dans la gamme de fréquence de 100 à 6 000 MHz

On a conclu que le théorème de similarité pourrait être appliqué aux monopôles. Les antennes de télémesures, pour le premier étage d'Europe I, ont été réalisées d'après les mesures effectuées sur monopôles.

Les antennes de répondeur à la fréquence de 5 750 MHz ont été prévues et fabriquées et sont capables de supporter la puissance maximale de 1 200 watts nécessaire, avec une marge de sécurité adéquate. Un plasma placé près de l'ouverture de l'antenne excite la rupture de gaine.

Remerciements

Je remercie sincèrement M. P. LONGRIGG, précédemment à Siddeley Dynamics, pour l'aide apportée aux mesures des antennes du répondeur et je remercie également la General Dynamics Astronautics qui réalisa quelques-unes des mesures sur deux des antennes du répondeur.

RÉFÉRENCES

[1] MacDONALD A.D. — *Proc. IRE*, Vol. 47, p. 436, 1959.

[2] CHOWN J., SCHARFMAN W. and MORITA T. — *Proc. IRE* Vol. 47, p. 1331, 1959.

[3] TROUP G.J. — *Technical Note Rad.*, 754, Royal Aircraft Establishment, Farnborough, 1959.

[4] SCHARFMAN W. and MORITA T. — *Proc. IRE*, Vol. 48, p. 1881, 1960.

[5] PROWSE W.A. and BIONDI M.A. — *J. Brit. IRE*, Vol. 10, p. 806, 1950.

[6] DOBSON J. — Ph. D. Thesis. Department of Electrical Engineering, University of Sheffield, 1960.

[7] HERLIN M.A. and BROWN S.C. — *Phys. Rev.*, Vol. 76, p. 1629, 1949.

[8] BROWN S.C. and MacDONALD A.D. — *Phys. Rev.*, Vol 76, p. 1629, 1949.

[9] LLYWELYN JONES F. and MORGAN G.D. — *Proc. Phys. Soc. B.*, Vol. 64, p. 560, 1951.

[10] LAMOREUX J.C. — General Dynamics Astronautics. Report N° 10 A 1838, March 1963.

British Crown Copyright, reproduit avec la permission du Controller, Her Britannic Majesty's Stationery Office.

MESURES DE L'ADMITTANCE D'UNE ANTENNE DANS L'IONOSPHÈRE

PAR

E.N. BRAMLEY

Radio and Space Research Station - Grande-Bretagne

1. Introduction

Cet article donne les résultats d'une expérience destinée à mesurer l'admittance d'une antenne dans l'ionosphère. Nous avions pour but d'étudier, aux fréquences radioélectriques, le comportement d'une antenne courte par rapport à la longueur d'onde, c'est-à-dire rayonnant de manière négligeable ; nous avons voulu précisément examiner et comparer avec les prévisions théoriques les effets de la variation locale de l'angle entre l'antenne et le champ magnétique et du rapport entre la fréquence de plasma locale et la gyrofréquence. Une tension continue a été introduite entre l'antenne et la fusée, de manière à rendre plus claire l'influence que peut avoir une gaine ionique quelconque sur l'admittance.

2. Détails expérimentaux

Nous avons effectué l'expérience en mettant en vol une fusée Skylark comprenant un dispositif de mesure d'admittance relié à une petite antenne dipolaire. Nous avons exécuté l'expérience à deux reprises au cours de vols de fusées lancées à Woomera (Australie). Les fusées (SL 132 et 133) ont été mises à feu à 14 heures environ (heure locale), à deux jours différents de septembre 1964, et ont toutes deux atteint une altitude d'environ 170 km.

L'antenne était un dipôle équilibré long de 4,4 m, d'un diamètre de 1,3 cm et ayant, en espace libre, une capacité de 13 pF. Une fois déployée en vol, elle était symétrique par rapport à l'axe de la fusée et perpendiculaire à cet axe. Les composantes de l'admittance, capacité C_m et conductance G_m, ont été mesurées à l'aide d'un circuit du genre Q-mètre à trois fréquences fixes, à savoir : 1,54, 2,7 et 5 MHz. La fréquence de 5 MHz a été choisie de manière à être supérieure à la fréquence de plasma pendant tout le vol ; nous avons pris 2,7 MHz pour que cette fréquence soit égale à la fréquence de plasma à une certaine altitude ; enfin 1,54 MHz était une fréquence proche de la gyrofréquence.

A chaque fréquence, nous avons utilisé trois polarisations continues différentes : −9, 0 et +9 V par rapport au corps de la fusée. La tension de +9 V a été choisie pour obtenir des effets de gaine réduits.

3. Mesures de capacité

3.1. Mesures à 2,7 et 5 MHz et distributions de densité électrique

La figure 1 montre la variation de la capacité d'antenne, mesurée au cours de la partie ascendante du

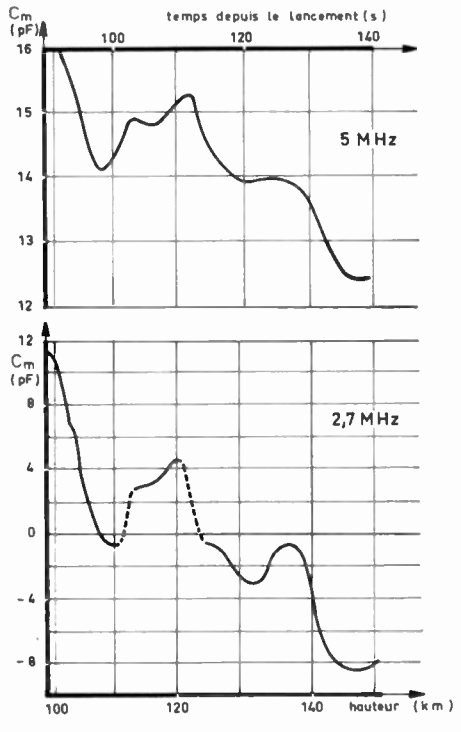


FIG. 1. — Variation de la capacité en fonction de l'altitude à 5 et 2,7 MHz pour le vol SL 132.

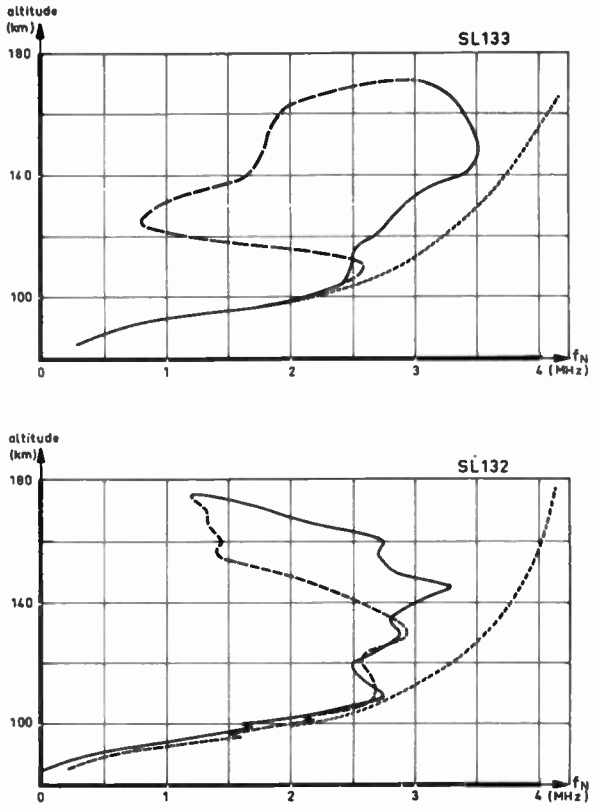


FIG. 2. — Variation de la fréquence de plasma en fonction de l'altitude :

——— Montée — — — Descente
..... Courbe déduite des ionogrammes.

vol SL 132, entre les altitudes 100 et 145 km ; la tension de l'antenne par rapport à la fusée est ici de +9 V. Les mesures sont effectuées à des intervalles assez brefs pour mettre en évidence les plus faibles variations de capacité. Aux deux fréquences, comme prévu, la capacité mesurée tombe au-dessous de sa valeur en espace libre au fur et à mesure que l'altitude et la densité électronique croissent, et, au-dessus d'une certaine altitude, la capacité à 2,7 MHz devient négative. Il n'y a pas de relation entre les variations de θ (angle de l'axe du dipôle avec le champ magnétique terrestre), dues au mouvement de la fusée, et les variations de la capacité que nous croyons liées aux variations de la densité électronique au voisinage de l'antenne.

Pour relier à chaque fréquence la fréquence de plasma locale f_N et la capacité mesurée au cours des deux vols, nous avons utilisé la théorie de KAISER (1962). Il y a un bon accord entre les résultats relatifs à chacune des deux fréquences et les valeurs moyennes obtenues pour f_N sont portées sur la figure 2 en fonction de l'altitude ; les courbes en trait plein sont relatives à la montée et celles en tirets concernent la descente. Aux altitudes supérieures à 110 km il y a de grandes différences entre les résultats concernant les parties montante et descendante de la trajectoire. Malgré la distance appréciable qui sépare un point de la trajectoire ascendante du point de même altitude de la trajectoire descendante (60 km à 140 km d'altitude), ces différences semblent trop élevées pour être compatibles avec la distribution de densité électronique d'une ionosphère non perturbée. De plus nous avons obtenu des données indépendantes sur la distribution de densité électronique pendant les vols à l'aide d'un sondeur ionosphérique situé à la base de lancement ; les résultats de cette dernière mesure composent les courbes en pointillés de la figure 3 ; ils font état de valeurs de f_N beaucoup plus grandes que les précédentes. Il paraît, par conséquent, probable que la densité électronique mesurée par l'équipement de la fusée a été sensiblement réduite à ces altitudes par la présence de la fusée elle-même.

3.2. MESURES À 1,54 MHz ET EFFETS DE GAINE

D'après la théorie de KAISER (1962) on doit s'attendre à des valeurs très élevées de la capacité quand la fréquence f se rapproche de la gyrofréquence électronique f_H. La capacité doit être positive pour $f < f_H$ et négative pour $f > f_H$. En fait la capacité mesurée n'a jamais atteint les grandes valeurs absolues auxquelles on s'attendait et elle reste toujours dans l'intervalle de -5 à $+50$ pF. La variation de C_m (antenne non polarisée) est représentée sur la figure 3 pour les deux vols et sur le même graphique que la fréquence de plasma f_N déduite des mesures de capacité à 2,7 et 5 MHz décrites précédemment. La capacité mesurée est à peu près proportionnelle à $f_N^{1/2}$ et on peut expliquer de manière simple ce résultat par un effet de gaine. Supposons que C_m résulte de la combinaison en série de la capacité C

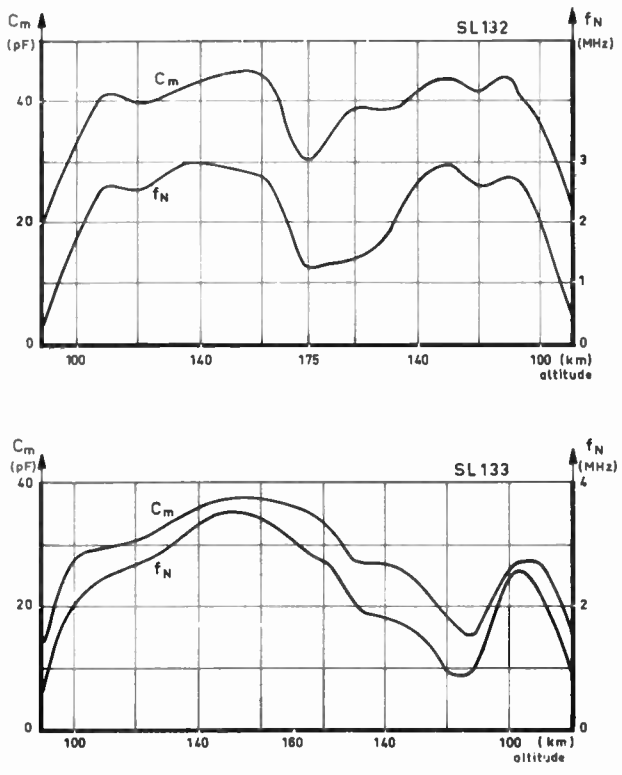


FIG. 3. — Variation de la capacité (1,54 MHz et polarisation nulle) et de la fréquence de plasma en fonction de l'altitude.

de l'antenne sans gaine et d'une capacité de gaine C_s ; alors l'hypothèse $|C| \gg C_s$, vérifiée à notre fréquence de travail, entraîne $C_m \simeq C_s$. A l'aide du modèle simple de JASTROW et PEARSE (1957) où on suppose une absence totale d'électrons entre la surface du dipôle et le bord de la gaine, on peut calculer le rayon extérieur de la gaine en fonction de la densité électronique extérieure et du potentiel de l'antenne, et en déduire C_s. La valeur de C_s et sa variation avec f_N obtenues de cette manière s'accordent très bien avec l'expérience dans le cas des polarisations nulle et négative.

3.3. VARIATIONS DE LA CAPACITÉ AVEC θ

Les variations de capacité décrites ci-dessus ont été obtenues en supprimant tous les effets qui, de manière évidente, dépendent de θ, angle de l'axe de l'antenne et du champ magnétique terrestre. Ces effets sont en général très faibles à 2,7 et 5 MHz, comme la théorie le laisse prévoir. Il y a cependant de courtes périodes au cours desquelles la capacité varie beaucoup avec θ, la capacité minimale ayant toujours lieu pour $\theta = 90°$. Ces variations sont d'un sens opposé à celui prévu par la théorie et il semble qu'on doive les attribuer à des changements dans la gaine plutôt qu'à des effets réellement magnétoioniques. On observe aussi des variations de C_m avec θ, lors de la mesure à 1,54 MHz, mais dans ce cas le sens de cette variation n'est pas toujours le même.

4. Mesures de conductance

Les valeurs de la conductance de l'antenne sont différentes à chacune des trois fréquences et, de plus, elles dépendent fortement de la polarisation continue. En prenant les résultats qui correspondent à une antenne polarisée positivement, on obtient comme valeurs typiques 400 $\mu\Omega^{-1}$ à 1,54 MHz, 100 $\mu\Omega^{-1}$ à 2,7 MHz et 10 $\mu\Omega^{-1}$ à 5 MHz. On a constaté des variations importantes autour de ces moyennes lors des trois vols, avec en particulier une dépendance en θ, très marquée pour les résultats des mesures à 1,54 MHz.

La figure 4 montre la variation de la conductance au cours de l'un de ces vols, après avoir supprimé les variations dues à θ. Les courbes (*b*), (*c*), (*d*) se rapportent à une antenne polarisée positivement et à des fréquences respectives de 1,54, 2,7 et 5 MHz ; par comparaison avec la courbe (*a*) qui montre la variation de f_N^2, on peut voir que, dans chaque cas, la conductance est grossièrement proportionnelle à la densité électronique. La courbe (*e*), correspondant à 1,54 MHz et à une polarisation nulle, indique un comportement tout à fait différent, la conductance est en effet inversement proportionnelle à la fréquence de plasma. Ce dernier effet s'interprète simplement comme un effet de gaine si on considère que la capacité de la gaine et celle de l'antenne varient simultanément avec la fréquence de plasma.

Si on cherche quelles sont les causes de la conductance mesurée quand la polarisation est positive, on est amené à considérer plusieurs possibilités qui

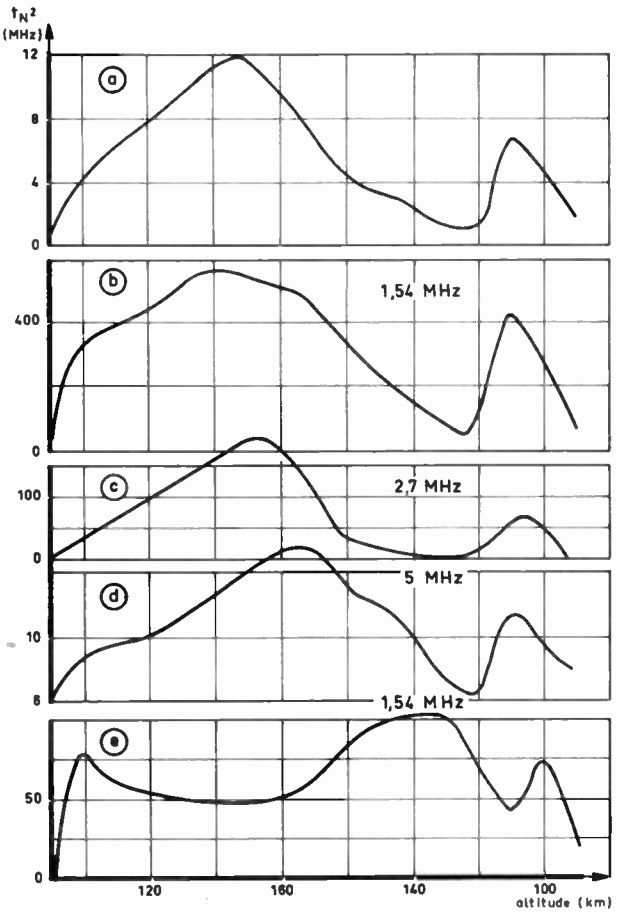


FIG. 4. — Vol SL 133

a) variation de f_N^2
b) à *e)* conductance de l'antenne
b) 1,54 MHz, polarisation positive
c) 2,7 MHz, polarisation positive
d) 5 MHz, polarisation positive
e) 1,54 MHz, polarisation nulle.

comprennent 1) le rayonnement d'ondes électromagnétiques et d'ondes de plasma, 2) le fait que l'ionosphère se comporte comme un diélectrique à pertes dues aux collisions électrons - ions et électrons - neutres, 3) la perte anormale qui apparaît à certaines fréquences dans la théorie quasi statique de l'admittance du dipôle [KAISER, 1962] et 4) le recueil d'électrons par l'antenne, en phase avec la tension alternative appliquée. L'amplitude de la conductance est beaucoup trop grande pour être imputée au rayonnement électromagnétique ou aux collisions électroniques dans l'ionosphère, et le fait qu'elle augmente avec la densité électronique fait penser qu'elle n'est pas due au rayonnement d'ondes de plasma. De plus les pertes anormales que nous avons signalées n'ont pas d'existence physique certaine dans tous les cas et, de toute façon, elles ne peuvent intervenir que dans des conditions très particulières. La conductance due au recueil d'électrons par une antenne ou par une sonde est un phénomène bien connu aux basses fréquences et son amplitude peut être simplement déduite de la pente de la caractéristique courant-tension (LANGMUIR).

Pour l'antenne utilisée, portée au potentiel de plasma, cette conductance serait environ 1 $m\Omega^{-1}$, valeur supérieure à toutes les valeurs mesurées. Nous pensons par conséquent que ce mécanisme est probablement la principale cause de la conductance observée dans ces expériences.

5. Conclusions

Les expériences décrites ont montré que les mesures d'admittance d'antenne donnent des informations intéressantes sur la densité électronique dans le voisinage immédiat de l'antenne bien que, pendant une bonne partie des vols, cette densité soit très différente de ce qu'elle serait au sein d'une ionosphère non perturbée. Nous avons examiné les effets des variations du potentiel de l'antenne et montré leur grande influence sur la valeur de l'admittance. L'ignorance de la valeur exacte de la différence de potentiel entre l'antenne et le plasma rend très difficile l'interprétation quantitative des effets de gaine, mais nous avons montré qu'une partie des résultats était compatible, de manière semi-quantitative, avec un modèle très simple de gaine.

Les résultats ne sont pas incompatibles avec la théorie de l'admittance d'une antenne dans un magnétoplasma uniforme, mais, à cause des effets de gaine, ils ne peuvent fournir une vérification valable de cette théorie.

6. Remerciements

La conception et la réalisation de l'équipement de la fusée sont dus à une équipe dirigée par M. B.N. HARDEN qui est le principal auteur de ce travail. Le Royal Aircraft Establishment (Farnborough) a été chargé de la préparation des fusées et de la fourniture des données d'altitude. Le Weapons Research Establishment (Salisbury) a eu la responsabilité des installations de lancement et de la fourniture des données du sondeur ionosphérique.

Le travail décrit est une partie du programme de la Radio and Space Research Station, et l'article est publié avec l'autorisation de son directeur.

MESURES A BASSE FRÉQUENCE DE L'ADMITTANCE D'UN DIPOLE DANS L'IONOSPHÈRE

PAR

T.R. KAISER et J.K.E. TUNALEY
Université de Sheffield

1. Introduction

Des mesures d'admittance ont été effectuées dans l'ionosphère sur trois dipôles orthogonaux de faible longueur, à l'aide d'un dispositif monté sur l'engin Skylark, lancé le 25 mars 1965, à 09.36 heures C.S.T.,* de Woomera, en Australie. Les fréquences de mesure étaient de 175 kHz, 204 kHz et 252 kHz. La configuration des antennes est illustrée par la figure 1, représentant deux dipôles placés à angle droit l'un de l'autre et perpendiculaires à l'axe de l'engin, ainsi qu'un troisième dipôle constitué par un brin longitudinal et le corps de l'engin. Chaque brin était de forme conique, ayant un diamètre moyen de 1,5 cm et une longueur de 2 m environ, de sorte qu'aux fréquences de mesure, la longueur des brins était très faible par rapport à la longueur d'onde dans l'espace libre. Un montage similaire avait été utilisé comme système d'antennes de réception sur engin, dans une expérimentation sur la propagation à basse fréquence (202 kHz) effectuée conjointement par la Station de

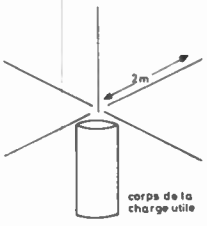


FIG. 1. — Configuration des antennes.

Recherche Radioélectrique de Slough et l'Université de Sheffield [6]. Ainsi, la présente expérimentation avait en partie pour but d'étudier dans quelle mesure les variations d'impédance d'un aérien, dues à la présence de l'ionosphère, pouvaient influencer les résultats. La théorie de l'admittance d'un dipôle de faible longueur dans un milieu homogène magnéto-ionique a été traitée par KAISER [1] et par BALMAIN [2] tandis que les effets, à très basses fréquences, d'une gaine de plasma ont été étudiés par MLODNOSKY et GARRIOTT [3]. Des mesures d'admittance effectuées près de la gyrofréquence ont été analysées par BRAMLEY [4] et par HUGILL [5], qui avaient trouvé que les résultats pouvaient être interprétés en termes de la théorie de KAISER, surtout lorsque l'on considérait une gaine de plasma à capacité constante. Les présentes mesures à basse fréquence ont été effectuées de manière à déterminer jusqu'où cette théorie restait valable, et à étudier l'utilisation des sondes BF pour obtenir des renseignements sur la densité d'électrons et la fréquence de collision dans l'ionosphère. La théorie magnéto-ionique [1,2] prédit de grandes variations d'admittance en fonction du changement de l'orientation du dipôle par rapport au champ magnétique terrestre.

* Central Standard Time = heure de l'Amérique Centrale.

2. Expérimentation

2.1. PROGRAMME DE VOL

Le moteur d'engin étant un Raven 7A, avec un propulseur Cuc-Koo mis à feu à l'instant zéro. Au bout de 70 s, à une altitude de l'ordre de 71 km, l'ogive fendue située dans le nez était larguée, permettant aux brins d'aériens, repliés vers l'intérieur pour assurer leur protection pendant la période initiale du vol, de se déplier une seconde après. Au bout de 73 s, la charge utile était séparée de l'étage propulsif, de façon à diminuer les effets dus à l'échappement des gaz, sur les mesures ; au bout de 220 s, l'apogée était atteinte, pour une altitude de 171 km.

2.2. DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL

L'expérimentation était conçue pour mesurer simultanément l'admittance des trois dipôles orthogonaux. Puisque le dispositif comportait des détecteurs synchrones, il était possible de préconiser l'utilisation des signaux à différentes fréquences sur chaque aérien,

afin de minimiser les phénomènes de couplage. Les signaux de mesure à différentes fréquences étaient commutés périodiquement d'un dipôle à un autre, afin d'assurer dans un intervalle d'altitude donné, la réception du maximum d'information possible en fonction de la fréquence et de l'orientation de l'axe du dipôle.

Les théories de KAISER et de BALMAIN supposent le milieu homogène, et ne tiennent pas compte de l'existence d'une gaine d'ions positifs qui se forme autour d'un conducteur dans un plasma. Par conséquent, une tension en dents de scie à basse fréquence, de $-0{,}5$ V à $+5$ V, était appliquée entre l'un des dipôles et le corps de la charge utile, afin de réduire ou d'éliminer la gaine de plasma. La dent de scie était déclenchée en synchronisme avec la fréquence de commutation et se répétait une fois par seconde, ce rythme étant déterminé par la nécessité d'obtenir suffisamment de mesures à chaque balayage, avec une télémesure convenable. Les signaux de mesure appliqués aux dipôles étaient limités à 2 mV efficace environ, de façon à minimiser les effets non linéaires dans le plasma.

Les figures 2 et 3 montrent respectivement le diagramme synoptique du dispositif de mesure d'admittance pour un dipôle, et le circuit équivalent du pont auquel est connecté l'aérien. Un signal issu de l'oscillateur alimente un brin de l'aérien et développe aux

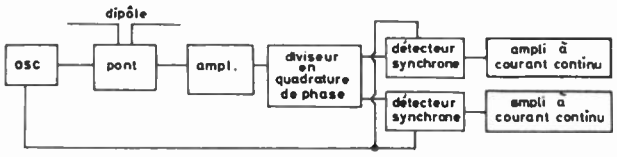


FIG. 2. — Dispositif de mesure de base.

bornes d'une faible résistance une tension proportionnelle en amplitude et en phase à l'admittance mutuelle des deux brins. Cette tension est amplifiée et se divise en deux composantes en quadrature, qui alimentent séparément deux détecteurs synchrones. Le signal de référence est dérivé directement de l'oscillateur. Après détection, les deux sorties contenant les données sur l'admittance sont filtrées, amplifiées et amenées vers la télémesure. L'étalonnage de chaque système avait lieu pendant le vol, aux alentours de l'apogée, par commutation aux bornes de l'aérien, d'une susceptance et d'une conductance connues de manière à obtenir un point d'admittance nulle. On définissait ainsi les deux axes de susceptance et de conductance pour le tracé à deux dimensions des tensions de télémesure.

On peut voir, d'après le circuit équivalent du pont, qu'il existait un effet d'écran considérable entre les deux brins d'un dipôle transversal dû au corps de

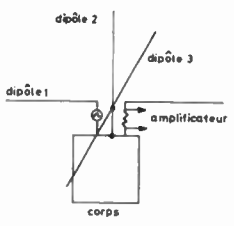


FIG. 3. — Circuit équivalent du pont.

la charge utile et aux autres aériens. Cependant, le système n'était pas sensible aux variations d'admittance entre un brin quelconque d'un dipôle et le corps. Cette dernière caractéristique était la plus souhaitable, puisque la tension en dents de scie pourrait conduire à de grandes variations dans les dimensions de la gaine autour du corps, et par conséquant à une variation de l'admittance entre un brin et le corps.

3. Résultats

Les résultats présentés ici ne sont que préliminaires. Il est commode, pour la comparaison, d'utiliser les quantités $G\omega^{-1}$, $B\omega^{-1}$, $R\omega$, $X\omega$ au lieu de la conductance G et de la susceptance B, ω étant la pulsation haute fréquence. Les figures 4 et 5 traduisent directement l'enregistrement du film du Skylark format standard 5 1/2 pouces ; les mesures ont été relevées avec une règle, conduisant à une erreur possible de 0,5 pF pour chaque valeur portée. Les points relevés aux figures 6 et 7 ont été obtenus à partir d'une réduction digitale des données de télémesure sur la bande magnétique originale. Les erreurs dues aux parasites sont réduites, mais il existe néanmoins une erreur systématique possible de 5 % dans les échelles d'admittance. Les données sur l'altitude provenant du magnétomètre longitudinal étaient relevées à partir de l'enregistrement « quick-look » (*), alors que l'on dispose des données complètes sur l'attitude par rapport au champ magnétique terrestre.

3.1. CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Sur la figure 4, nous avons un relevé de la susceptance et de la conductance parallèles en fonction

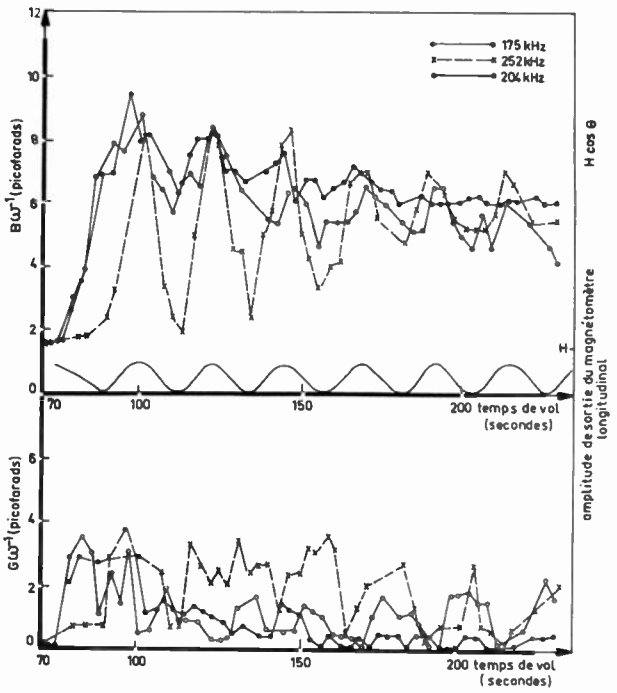


FIG. 4. — Admittance parallèle ($G+jB$) d'un dipôle transversal.

(*) Procédé d'enregistrement permettant un examen immédiat et global des principales données de vol (note du traducteur).

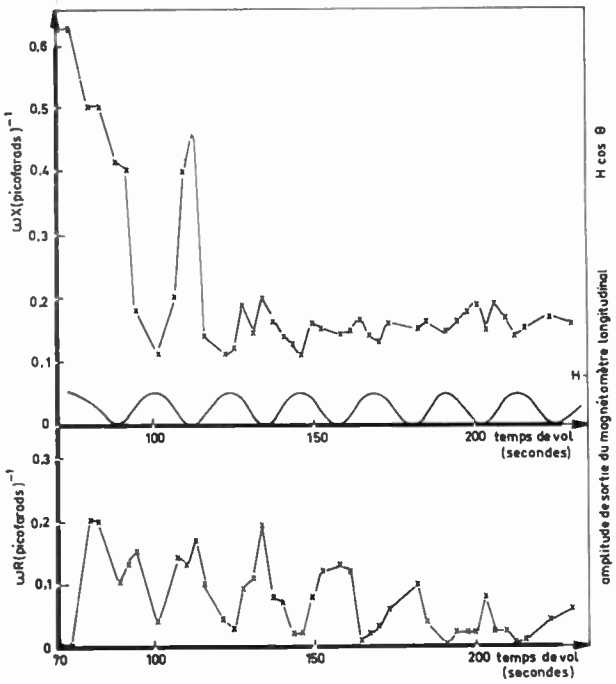


FIG. 5. — Impédance série $(R+jX)$ d'un dipôle transversal à 250 kHz.

du temps de vol et aux trois fréquences pour le dipôle transversal qui n'était pas connecté au générateur de dents de scie, et à des instants où la tension en dents de scie était nulle. Puisque ce dipôle était relié en courant continu au corps de la charge utile, son potentiel variait, pendant chaque balayage, dans le sens contraire à celui de l'autre dipôle transversal, de sorte qu'il y a seulement un point relevé toutes les trois secondes pour chaque fréquence. La figure 4 comporte aussi le signal de sortie du magnétomètre, qui était dirigé suivant l'axe de l'engin. Ce signal tombe approximativement à zéro sur chaque période de précision indiquant que le champ magnétique est à peu près perpendiculaire à l'axe du corps, de sorte que, étant donné le mouvement de roulis de la charge utile, le dipôle transversal peut se placer à n'importe quel angle du vecteur magnétique. Pour une sortie maximale du magnétomètre, l'angle entre l'axe du dipôle et le vecteur magnétique est toujours supérieur à 50°.

Il y a une corrélation directe entre la tension de sortie du magnétomètre et la composante de la susceptance observée, aux trois fréquences, mais il est manifeste qu'une diminution de la fréquence conduit à une modulation plus faible. La relation entre la sortie du magnétomètre et la conductance est moins évidente. Cependant, en moyenne, cette dernière semble diminuer quand l'altitude augmente. La modulation de la susceptance pouvait être interprétée soit comme un effet magnéto-ionique, soit comme un effet de la gaine de plasma, les deux étant fonctions de l'attitude. Dans le premier cas, ce sera une fonction de l'angle entre l'axe du dipôle et le champ magnétique terrestre, mais dans le second cas, ce sera une fonction de l'angle entre l'axe de l'engin et le vecteur vitesse ; ces deux angles peuvent être évalués à partir de la sortie du magnétomètre. Cependant, il est raisonnable de s'attendre à ce que la gaine de plasma se comporte approximativement comme une capacité, auquel cas la modulation serait quasi indépendante de la fréquence. Il semble donc que la modulation est principalement d'origine magnéto-ionique surtout aux altitudes élevées où la modulation sur le tracé à 175 kHz est faible.

La figure 5 montre le résultat de la transformation de la combinaison en parallèle de la susceptance et de la conductance du dipôle en réactance et conductance série, pour une fréquence d'excitation de 252 kHz. La réactance tracée peut se décomposer en une réactance relativement constante, croissant lentement avec l'altitude, et une réactance fortement modulée qui atteint une valeur minimale lorsque l'angle entre l'axe du dipôle et le vecteur magnétique est maximal. La résistance montre également une nette variation inverse avec la tension du magnétomètre, sa valeur minimale étant atteinte dans les mêmes conditions.

3.2. Variations en fonction du potentiel de l'antenne.

Considérons maintenant le dipôle auquel était appliquée la tension en dents de scie. La variation de l'admittance et de la tension en dents de scie, en fonction du temps, est représentée par la figure 6,

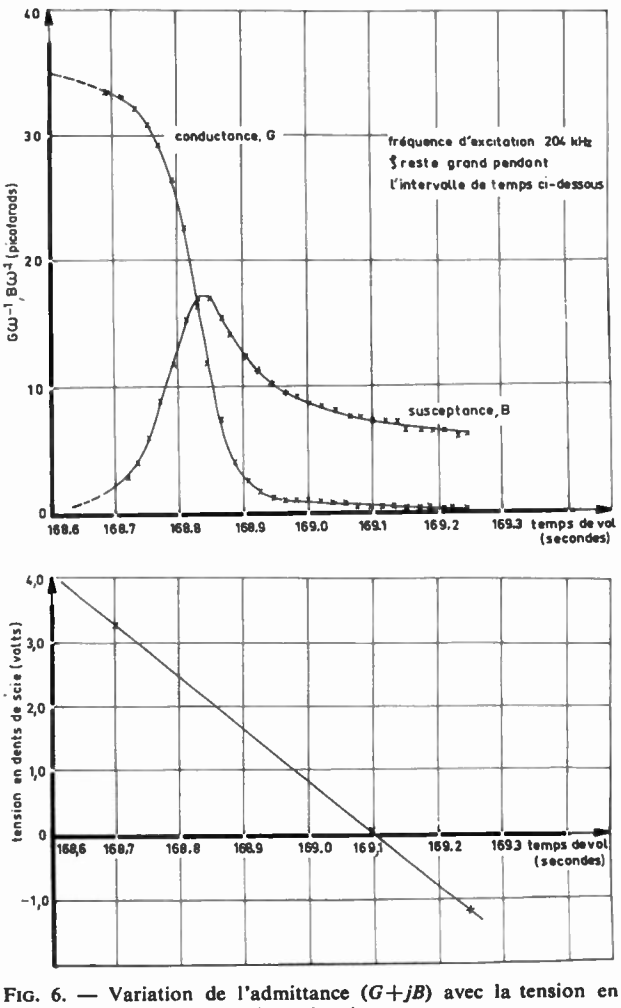


FIG. 6. — Variation de l'admittance $(G+jB)$ avec la tension en dents de scie.

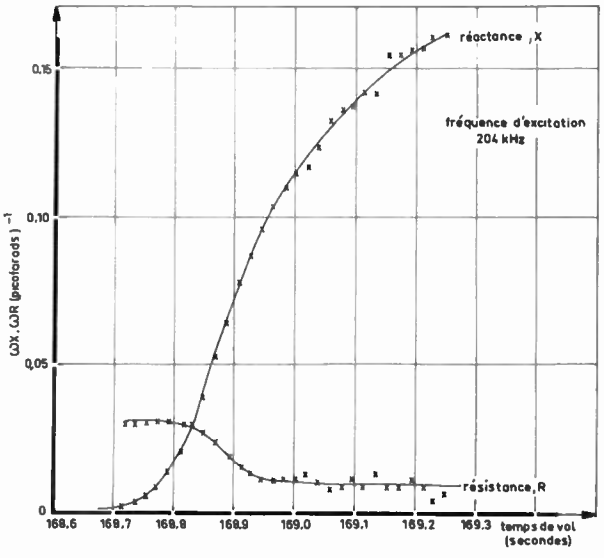


FIG. 7. — Variation de l'impédance $(R+jX)$ avec la tension en dents de scie.

pour un intervalle de temps où l'angle entre l'axe du dipôle et le vecteur magnétique était à peu près constant et voisin de 90°. Cela veut dire que la courbe montre l'admittance principalement comme une fonction de la tension en dents de scie, donc une fonction des paramètres dépendant de la gaine de plasma. La transformation de la combinaison parallèle en une combinaison série équivalente nous donne la figure 7, où la réactance varie dans un rapport de 1 à 80 environ, et la résistance dans un rapport de 1 à 3 environ, pour une variation de tension de 4 V. C'est justement le résultat que nous pouvions attendre des variations du rayon de la gaine de plasma. Il est clair qu'après la disparition de la gaine de plasma, l'impédance restante devient presque entièrement résistive.

3.3. Influence d'une attitude plus faible

L'angle entre l'axe d'un dipôle quelconque et le vecteur magnétique terrestre tendait à se situer entre 30° et 80° pendant le vol, et un dipôle n'atteignit des angles plus faibles que très rarement. Lorsque cela se produisit, et l'on obtint des angles inférieurs à 20°, l'admittance présentait un minimum prononcé. Les angles correspondant aux minimums décroissaient quand l'altitude augmentait.

4. Comparaison avec la théorie

Les courbes données par Kaiser [1], concernant les valeurs de la densité d'électrons et de la fréquence de collision, obtenues au-dessus de 100 km pendant le vol (en supposant un milieu magnéto-ionique homogène), présentent les caractéristiques générales montrées sur la figure 8. La conductance et la susceptance qui reste toujours positive, dépendent toutes les deux étroitement de l'angle ξ entre l'axe du dipôle et le champ magnétique terrestre. Lorsque ξ croît, l'admittance passe d'une région où la capacité prédomine à une région de grande conductance, le module de l'admittance atteignant une valeur minimale entre ces deux régions. Celle de conductance est, pour ainsi dire, une région hyperbolique, dans laquelle les prédictions peuvent être sérieusement discutables. Si la densité d'électrons croît, ou que la fréquence du signal décroît, le minimum se déplace vers $\xi = 0$, atteignant une valeur minimale de ξ de l'ordre de 7,5° pour une densité infinie ou une fréquence zéro.

D'après les courbes, il est clair que la susceptance reste toujours capacitive. Lorsque l'altitude croît, la densité d'électrons croît et la région capacitive devient plus étroite suivant l'axe des ξ, avec un minimum d'admittance s'approchant de $\xi = 7{,}5°$ à l'apogée. Puisque, dans ces conditions, la probabilité d'avoir ξ dans cette région est très faible, nous pouvons nous attendre à ce que la modulation décroisse quand l'altitude augmente. Nous pouvons aussi nous attendre à une forte augmentation de la conductance, quand ξ se trouve dans la région de conductance. Nous pouvons voir ce résultat sur la figure 5 où la résistance décroît dans l'ensemble quand l'altitude croît ; quand ξ est grand la résistance décroît jusqu'à des valeurs très faibles. Nous devons aussi nous attendre à une diminution de la profondeur de modulation par une diminution de la fréquence, quand le minimum de la courbe d'impédance présumée se déplace vers $\xi = 0$.

La théorie de Mlodnosky et Garriott conduirait à l'inclusion, compte tenu de la gaine de plasma, d'une impédance en série avec l'impédance magnéto-

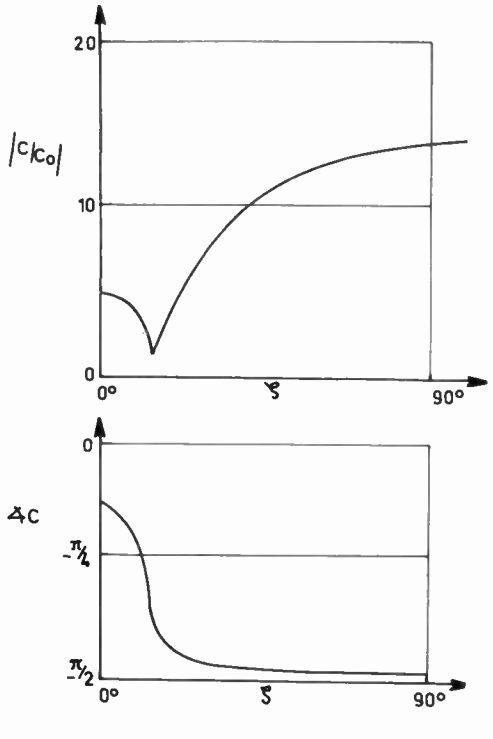


FIG. 8. — Capacité complexe fonction de l'orientation du dipôle. pour une altitude de 130 km environ à la fréquence de 200 kHz (KAISER). C_0 est la capacité dans l'espace libre.

ionique. La première peut se transformer en une combinaison parallèle :

$$G = \frac{e}{KT} I_e \quad , \quad C = \frac{\pi \varepsilon_0 L}{2 l_n (R/R_0)}$$

où ε_0 est la constante diélectrique de l'espace libre, I_e le courant d'électrons du type Langmuir se dirigeant vers un brin du dipôle, e la charge électronique, KT l'énergie thermique, R le rayon de la gaine, L la longueur totale du dipôle, R_0 le rayon de celui-là.

A 200 kHz, le terme de la susceptance dépassera d'un ordre de grandeur celui de la conductance, et la capacitance seule sera facilement observable.

5. Conclusions

Les résultats ci-dessus ont été examinés qualitativement. Pour des fréquences aux environs de 200 kHz et des altitudes au-dessus de 100 km, il est possible de décomposer l'admittance observée en deux parties, dont la première est une contribution de la gaine de plasma capacitive. Puisqu'il y a une modulation très faible dans le relevé de la susceptance à 175 kHz, surtout vers l'apogée, cette capacité dépend faiblement de l'angle entre l'axe de l'engin et le vecteur vitesse. Cela pourrait être prévu puisque, pour une augmentation de l'altitude, la vitesse de l'engin tend vers zéro. Aux altitudes plus basses mais cependant supérieures à 100 km, l'influence de la fréquence est très marquée, indiquant que la variation d'admittance dépend encore principalement des effets magnéto-ioniques, tandis que la capacité de la gaine demeure relativement constante avec l'attitude. Le terme magnéto-ionique forme la deuxième partie de l'admittance, et semble être du type prédit par la théorie de KAISER.

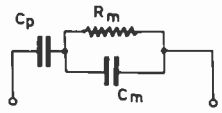


FIG. 9. — Circuit équivalent du dipôle.

Le circuit équivalent du dipôle peut être représenté par le circuit de la figure 9, où C_p est la capacité de la gaine, qui dépend essentiellement du potentiel de l'aérien, tandis que C_m et R_m composent l'admittance magnéto-ionique. Avec les présentes données, il n'a pas été possible d'examiner l'effet d'écran produit par le corps de la charge utile, ou la naissance des ondes de plasma. Ces ondes modifieraient plus ou moins la réactance série pour des fréquences de signaux inférieures à la fréquence du plasma, dans cette étude, cet effet a été inclus dans la capacité de gaine.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KAISER T.R., 1962. The admittance of an electric dipole in a magneto-ionic environment, *Planetary Space Sci.*, **9**, 639.

[2] BALMAIN K.G., 1964. The impedance of a short dipole antenna in a magnetoplasma, *Aeronomy Report* No. 2, University of Illinois.

[3] MLODNOSKY R.F. and GARRIOTT O.K., 1962. The V.L.F. admittance of a dipole in the lower ionosphere, London Conference on the Ionosphere, July 1962.

[4] BRAMLEY E.N. Measurements of Aerial Admittance in the Ionosphere, Colloque sur les antennes en milieu ionisé, June 1965. *L'Onde Électrique*, Décembre 65, p. 1472-1475.

[5] HUGILL J., 1965. Some measurements of aerial impedance in the ionosphere, *Annales d'Astrophysique*, **28**, 255.

[6] HALL J.E. and BULLOUGH K., 1963. A rocket-borne low frequency propagation experiment to determine D-region electron densities, *Nature*, **200**, 642, 1963.

LA SONDE A RÉSONANCE

PAR

D. LEPECHINSKY

Services de Physique Appliquée du C.E.N.

91 - Saclay, France

1. Introduction

La sonde à résonance pour la mesure de la densité électronique des plasmas a été utilisée pour la première fois par les Japonais TAKAYAMA, IKEGAMI et MIYASAKI en 1960 [1]. La méthode consiste à superposer une tension HF variable à la tension continue appliquée à la sonde de Langmuir classique et à étudier la dépendance du courant continu de sonde en fonction de la fréquence de la tension HF. Celle-ci produit par un effet de redressement un accroissement du courant continu, pratiquement indépendant de la fréquence, aux fréquences basses. Aux fréquences supérieures, l'accroissement du courant continu passe par un maximum prononcé qui correspond à une fréquence dite « de résonance » ω_R, puis décroît jusqu'à zéro à une fréquence dite « d'anti-résonance » ω_A, pour augmenter ensuite à nouveau.

Les auteurs japonais avaient conclu que ω_R était approximativement égale à ω_p — la fréquence de plasma — et qu'elle était indépendante du potentiel continu de sonde.

Ils proposèrent d'appliquer la méthode au diagnostic du plasma ionosphérique, ce qui fut fait au cours des années suivantes.

Il s'est avéré toutefois que leurs conclusions étaient toutes deux erronées, la fréquence plasma étant, en fait, toujours supérieure à ω_R et correspondant à ω_A ; l'erreur par défaut ainsi commise sur la densité électronique pouvait atteindre un facteur 4 et même davantage. Les premières données expérimentales obtenues par les Japonais ont stimulé, dès le début, des recherches théoriques sur la nature exacte du phénomène observé, qui, mal compris, avait été attribué, à tout hasard, à une interaction faisceau-plasma.

La première analyse théorique a été publiée par ICHIKAWA et IKEGAMI en 1962 [2] ; ils concluaient que la résonance du courant continu de sonde se produisait à la fréquence de plasma ω_p, mais leur modèle théorique ne tenait pas compte de la gaine et supposait que le champ HF ne pénétrait dans le plasma que sur une distance L mal définie. Cette théorie fut violemment critiquée par WIMMEL [3] qui montra l'effet déterminant de la gaine et proposa un modèle plus réaliste mais comportant encore une certaine longueur arbitraire. C'est VANDENPLAS et GOULD [4, 5] qui, les premiers, ont étudié l'impédance d'un condensateur plan dont une partie du diélectrique est constituée par une tranche de plasma et montré que ce système présente à la fois une fréquence de résonance série $\omega_R < \omega_p$ (dépendant de ω_p et de l'épaisseur relative du vide et du plasma formant le diélectrique) et une résonance parallèle $\omega_A = \omega_p$. Sur cette base, HARP et CRAWFORD [6] ont récemment publié une mise au point de la question préconisant de distinguer dans le système sonde HF - plasma deux régions distinctes : l'une formée par la gaine entourant la sonde et l'autre par le plasma non perturbé, où, à la résonance, le champ électrique est en opposition de phase et a pour valeurs $\vec{E}_1$ dans la gaine et $\vec{E}_{1p} = \vec{E}_1/(1-\omega_p^2/\omega^2)$ dans le plasma (continuité de $\vec{D} = \varepsilon\vec{E}$).

Dans ces conditions, introduisant pour une géométrie sphérique (sonde sphérique de rayon R) un facteur de correction de $(R/r)^2$, ils arrivent pour la fréquence de résonance ω_R, à l'expression simple suivante :

$$\omega_R = \frac{\omega_p}{(1+R/K\lambda_D)} \qquad (1)$$

où l'épaisseur S de la gaine a été remplacée par $K\lambda_D$, λ_D étant la distance de Debye et K un facteur de l'ordre de 5 — valeur trouvée le mieux en rapport

avec les résultats théoriques de PAVKOVICH et KINO [7] sur la pénétration d'un champ HF dans un plasma.

2. Théorie de la sonde à résonance sphérique de A. Messiaen

On doit à A. MESSIAEN la première théorie vraiment satisfaisante, quoique simple, de la sonde à résonance [8, 9]. Nous allons en exposer l'essentiel et montrer ensuite les résultats de sa vérification expérimentale.

Considérons une sonde sphérique métallique plongée dans un plasma et portée à un potentiel continu $V_0 < 0$ par rapport au potentiel de plasma ; une gaine ionique se forme alors autour de la sonde, d'autant plus épaisse que V_0 est plus négatif. Appliquons à la sonde, en plus de V_0, un potentiel alternatif ϕ_0 (tel que $|\phi_0| < |V_0|$), en nous limitant au cas où la fréquence du signal HF est telle que la longueur d'onde des ondes électromagnétiques dans le milieu est beaucoup plus grande que les dimensions de celle-ci. Cela permet de faire l'approximation « quasi statique » pour décrire le champ électrique E dans les environs de la sonde c'est-à-dire de poser $\vec{E} = -\text{grad}\,\phi_0$ et de ramener le problème électromagnétique à un problème électrostatique pour une description asymptotiquement correcte de ce champ au voisinage de la sonde et de déduire, par conséquent, le courant HF qui correspond à la tension HF appliquée. On admettra de plus que seuls les électrons contribuent aux effets de résonance et que le plasma est froid. Dans ces conditions, on se trouve en présence d'un double problème d'électrostatique ; on doit d'abord résoudre l'équation de Poisson pour obtenir le profil de la densité électronique N_e autour de la sonde et traiter ensuite, *dans ce milieu*, le problème électromagnétique dans l'approximation « quasi statique ».

La solution numérique de l'équation de Poisson, fournissant le profil de la densité électronique dans la gaine, a été donnée par plusieurs auteurs pour les géométries plane, cylindrique et sphérique moyennant certaines hypothèses simplificatrices sur le mouvement des ions (voir par exemple [10, 11]). Il apparaît que la densité des électrons décroît très rapidement à peu de distance de la sonde pour devenir très faible aux environs immédiats de celle-ci. Cela permet d'approcher la variation continue de la densité par une variation discontinue, afin d'obtenir une solution analytique du problème HF. On supposera que, dans la gaine, la densité électronique est négligeable et qu'en dehors de celle-ci, elle a la valeur N_{e0} correspondant au plasma non perturbé. L'épaisseur de la gaine sera estimée à partir de la solution numérique de l'équation de Poisson donnée par BERNSTEIN et RABINOVITCH [10], en admettant qu'elle s'étend jusqu'à une distance où $N_e = N_{e0}/2$. Le champ HF peut alors s'obtenir par la résolution de l'équation de Laplace dans les milieux envisagés, avec l'expression adéquate des conditions aux limites.

a) *Résolution du problème HF*

L'équation de Poisson, qui se réduit à celle de Laplace, s'écrit en coordonnées sphériques correspondant à notre cas :

$$\nabla^2\phi = \frac{1}{r^2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}\left(r^2\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}\phi\right) = 0. \qquad (2)$$

La solution HF dans les milieux (1) c'est-à-dire dans la gaine supposée vide, de permittivité ε_0 et (2) c'est-à-dire dans le plasma, de permittivité ε_p, s'écrit :

$$\phi_1 = A + B/r \quad \text{et} \quad \phi_2 = C/r.$$

Les conditions aux limites, en $r = a$ et $r = b$ (fig. 1), donnent les relations :

$$A + \frac{B}{a} = \phi_0 \qquad \text{(potentiel HF appliqué à la sonde),}$$

$$A + \frac{B}{b} = \frac{C}{b} \qquad \text{(continuité du potentiel en } r = b\text{)}$$

et,

$$-\varepsilon_0\frac{B}{b^2} = -\varepsilon_p\frac{C}{b^2} \qquad \text{(continuité de la composante normale du déplacement } \vec{D} = \varepsilon\vec{E}\text{, en } r = b\text{).}$$

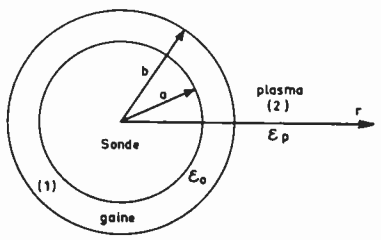


FIG. 1.

De sorte que la densité de courant HF recueilli par la sonde est donnée par :

$$J_{HF} = \left(\varepsilon_0\frac{\partial\vec{E}}{\partial t}\right)_{r=a} = i\omega\varepsilon_0\frac{B}{a^2} = \frac{i\omega\varepsilon_0}{a^2}\phi_0\frac{(\varepsilon_p/\varepsilon_0)\,(ab/b-a)}{(\varepsilon_p/\varepsilon_0)+(a/b-a)}. \qquad (3)$$

Il apparaît ainsi que, puisque la permittivité ε_p du plasma supposé froid est donnée par :

$$\varepsilon_p/\varepsilon_0 = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\left(\frac{1}{1+i\,\nu/\omega}\right) \qquad (4)$$

où ω_p est la fréquence plasma et ν celle des collisions électrons-neutres, J_{HF} passe par un *maximum* (résonance) pour $\omega = \omega_R$, telle que :

$$\omega_R = \omega_p\sqrt{\frac{b-a}{b}}, \qquad (5)$$

et par un *minimum* (anti-résonance) pour $\omega = \omega_p$, dans le cas où $\nu/\omega < 1$.

L'allure générale de la variation de J_{HF} avec la fréquence est représentée sur la figure 2.

b) *Résolution du problème du courant continu*

La théorie classique de la sonde de Langmuir conduit à l'expression suivante de la densité du courant électronique recueilli par une sonde portée à un

potentiel négatif V_0 par rapport au potentiel de plasma :

$$j_e = j_s \exp(eV_0/kT_e) \tag{6}$$

où j_s est le courant de saturation, e la charge de l'électron, k la constante de Boltzmann et T_e la température des électrons. Si, au potentiel continu V_0,

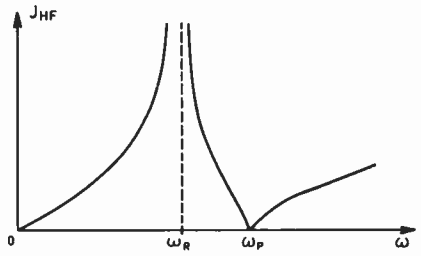


FIG. 2.

on superpose un potentiel alternatif $\delta\phi_g \sin \omega t$, la valeur moyenne, dans le temps, du courant électronique atteignant la sonde sera donnée par :

$$\bar{j}_e = j_s \exp\overline{(eV'/kT_e)} \quad \text{avec} \quad V' = V_0 + \delta\phi_g \sin \omega t,$$

soit :

$$\bar{j}_e = j_s \{\exp(eV_0/kT_e)\} \frac{1}{T}\int_0^T \exp(e\delta\phi_g \sin \omega t/kT_e)\,dt \tag{7}$$

c'est-à-dire :

$$\bar{j}_e = j_s \{\exp(eV_0/kT_e)\}\, I_0(e\delta\phi_g/kT_e) \tag{8}$$

où $I_0(x)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce, d'ordre zéro.

Dans le modèle adopté, le courant continu de sonde représente le flux d'électrons qui traverse la gaine (supposée vide) sous l'effet de la différence de potentiel V_0 aux bornes de celle-ci. Par analogie, on admettra que la contribution HF à ce courant continu doit être calculée en prenant pour $\delta\phi_g$ la différence de potentiel HF régnant sur le même espace (1). De sorte que $\delta\phi_g$ sera donné par la solution de l'équation de Laplace, à savoir :

$$\delta\phi_g = \frac{B}{b} - \frac{B}{a} = \phi_0 \frac{\varepsilon_p/\varepsilon_0}{(\varepsilon_p/\varepsilon_0) + (a/b - a)}. \tag{9}$$

On voit que $\delta\phi_g$ subit les effets de résonance et d'anti-résonance au même titre que J_{HF} et que ω_R et ω_A sont les mêmes pour les deux grandeurs. Un développement en série de $I_0(e\delta\phi_g/kT_e)$ figurant dans (8), conduit, pour l'accroissement $\delta j_e = \delta I_{cc}/S$ du courant continu de sonde, à l'expression :

$$\frac{\delta I_{cc}}{S} \cong \frac{1}{4}\left(\frac{e|\delta\phi_g|}{kT_e}\right)^2 j_e \tag{10}$$

avec j_e donné par (6) lorsque $(e\delta\phi_g/kT) < 1$ et où S désigne la surface de la sonde.

L'allure de la variation de δI_{cc} en fonction de ω/ω_p, pour une épaisseur de gaine donnée, déduite de (10), est représentée sur la figure 3. Utilisant les relations (9) et (10), on peut montrer que le rapport de l'amplitude du pic de résonance à celle de δI_{cc} pour $\omega \to 0$, est donné par l'expression :

$$\frac{\delta I_{cc(\max)}}{\delta I_{cc}(\omega \to 0)} = \frac{a^2(b-a)}{b^3}\frac{\omega_p^2}{\nu^2} \tag{11}$$

qui permet de déduire la fréquence de collision ν en fonction de ω_p et de l'épaisseur $g = b - a$ de la gaine.

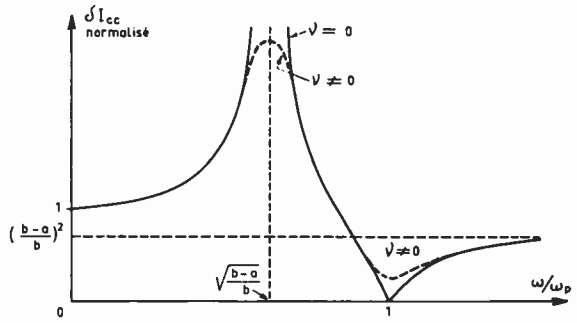


FIG. 3.

3. Vérifications expérimentales

a) *Dispositif expérimental*

Nous avons utilisé un plasma de diffusion de vapeur de mercure produit par deux décharges latérales dans un ballon sphérique scellé en pyrex de 30 cm de diamètre. Les décharges sont contenues chacune dans une « oreille » du ballon disposées aux extrémités d'un même diamètre (fig. 4) ; elles sont produites entre un filament à oxydes chauffé à 800 °C et une plaque cylindrique en nickel qui l'entoure, de sorte que le champ électrique radial est perpendiculaire à la direction de diffusion du plasma dans le ballon. Une sonde sphérique en acier inox de 2 cm de rayon est placée au centre du ballon, supportée par la tige centrale d'un coaxial, de manière que le signal HF ne se trouve appliqué au plasma que par la surface sphérique de la sonde. Préalablement à son scellement, le ballon a été étuvé sous pompage prolongé au cours duquel les cathodes thermoioniques ont été activées par la procédure habituelle. Après introduction de quelques gouttes de mercure, et scellement, la pression dans le ballon est devenue égale à celle de la tension de vapeur de mercure, soit à quelques 10^{-3} mmHg. A ce moment, le nombre de molécules neutres dans le ballon était d'environ $4.10^{13}/cm^3$ et le libre parcours moyen neutres-neutres et électrons-neutres, de l'ordre de 5 cm.

Les mesures de la densité électronique et de la température du plasma obtenu avec différents courants de décharge ont d'abord été faites par la méthode statique de la sonde de Langmuir classique et comparées à celles obtenues par la méthode HF. Les mesures HF ont été effectuées à l'aide d'un « wobbu-

(1) On peut montrer que cette approximation, qui revient à négliger le temps de transit des électrons dans la gaine, est valable tant que $\omega \ll \frac{1}{b-a}\sqrt{\frac{eV_0}{2m}}$ [12].

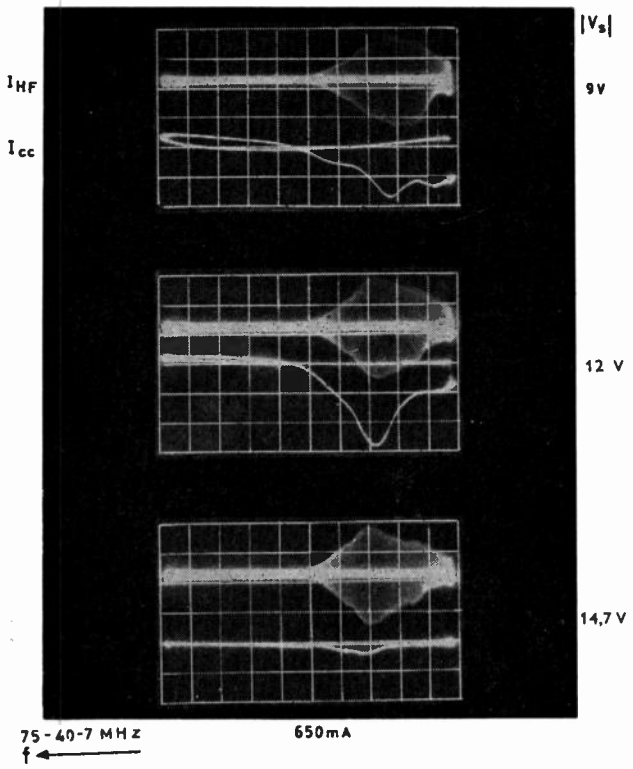


FIG. 5a. — Varation de ω_R avec la polarisation continue V_0

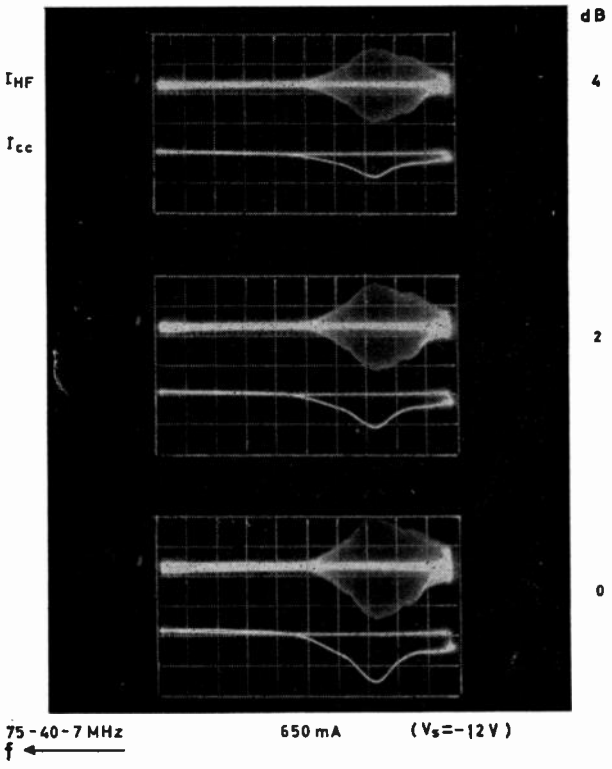


FIG. 5b. — Variation de l'amplitude de I_{HF} et de I_{cc} avec celle du signal HF appliqué.

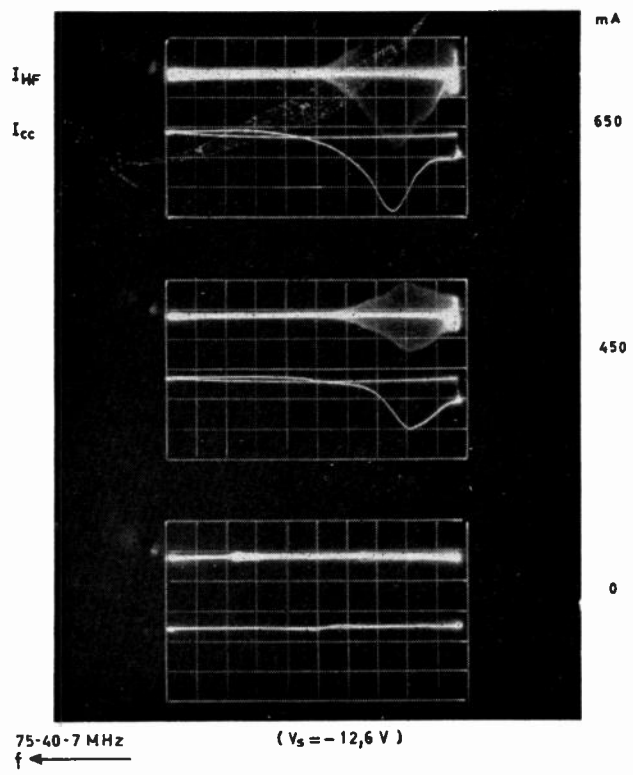


FIG. 5c. — Variation de I_{HF} et de I_{cc} avec le courant des décharges.

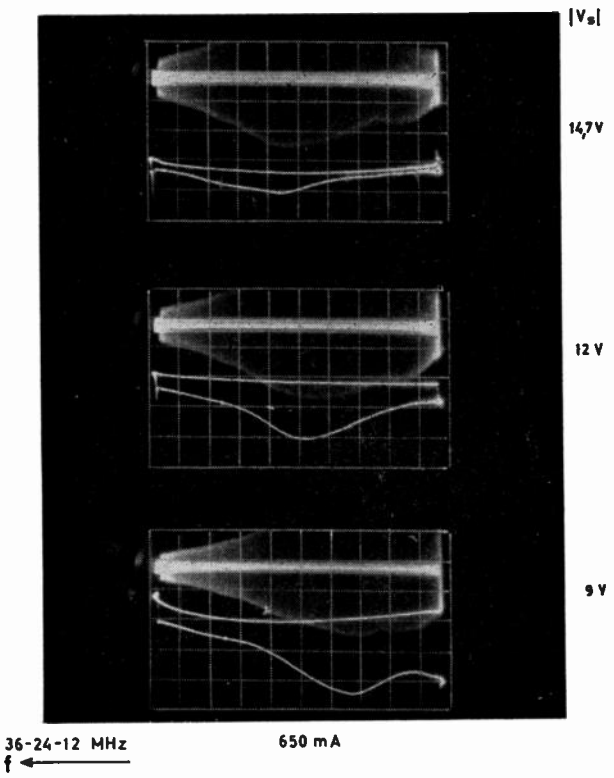


FIG. 5d. — Variation de ω_R avec V_0.

(NB — Dans les 4 figures, les fréquences croissent de droite à gauche)

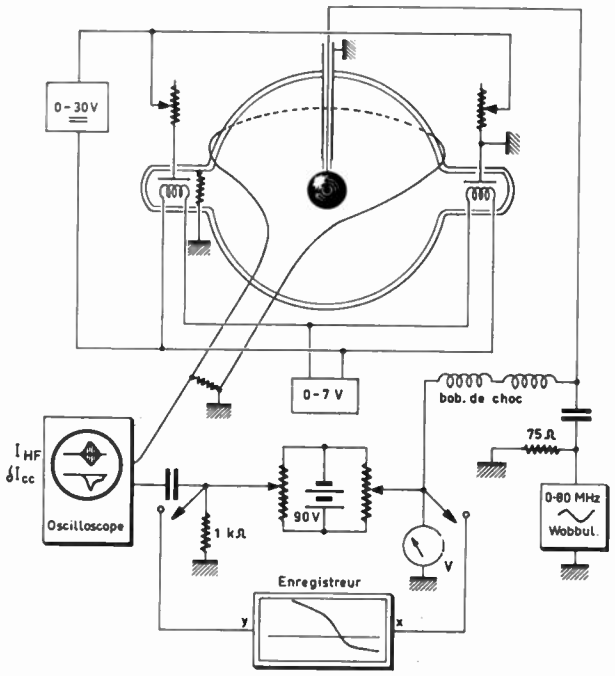


FIG. 4. — Sonde à résonance

lateur » pouvant balayer de 0 à 80 MHz à une cadence de 50 fois par seconde. La variation du courant continu de sonde et celle du courant HF en fonction de la fréquence ont été affichées simultanément sur un oscilloscope à double faisceau. L'ensemble du dispositif expérimental est représenté sur le schéma de la figure 4.

b) *Mesures statiques*

Les mesures utilisant la sonde en sonde de Langmuir ont été faites pour des courants de décharge allant de 55 mA à 700 mA. Les caractéristiques obtenues présentaient toutes des coudes très nets et ont permis de mesurer la densité électronique et la température des plasmas obtenus qui s'échelonnaient respectivement entre 4.10^5 él/cm³ et $6{,}4.10^7$ él/cm³, 3 200 à 4 600 °K. La distance de Debye correspondante variait entre 3 et 0,5 mm.

c) *Mesures HF*

Des exemples des oscillogrammes de la variation du courant HF et du courant continu de sonde sont donnés dans la planche de la figure 5. Les relevés des fréquences de résonance ω_R et d'anti-résonance ω_A ont été faits sur les oscillogrammes du courant continu I_{cc}. Ainsi que le montre le graphique de la figure 6, l'accord entre la densité électronique déduite de la fréquence d'anti-résonance ω_A et des mesures statiques est excellent, l'écart entre les deux résultats est en effet inférieur à 10 %.

L'effet de l'épaisseur de la gaine sur la fréquence de la résonance f_R se traduit expérimentalement par un déplacement de celle-ci en fonction de la pola-

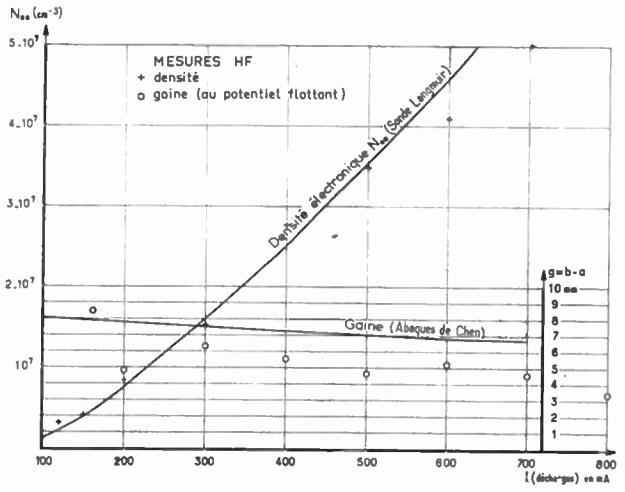


FIG. 6.

risation continue de sonde. La première et la dernière photos montrent ce déplacement dans le cas d'une décharge de 650 mA, pour laquelle l'anti-résonance f_A est d'environ 60 MHz :

pour : $V_S = -14{,}4$ V, $f_R \cong 26$ MHz ;
$V_S = -12$ V, $f_R \cong 23{,}5$ MHz ;
$V_S = -9{,}0$ V, $f_R \cong 20$ MHz.

où V_S est le potentiel de la sonde par rapport à la masse (*).

On voit qu'en accord avec la théorie, plus la polarisation est négative (c'est-à-dire plus la gaine est épaisse), plus ω_R se rapproche de ω_A, qui demeure fixe pour un courant de décharge donné (densité électronique donnée). Les épaisseurs de gaine théoriques, déduites des abaques de BERNSTEIN et RABINOVITCH [10] et basées sur la valeur de V_0 ont également été en bon accord avec les prévisions HF correspondant à l'expression (5) de la théorie de MESSIAEN lorsqu'on y a introduit les valeurs expérimentales de ω_R et de ω_A. Enfin, la fréquence de collision théorique, obtenue à partir de l'expression :

$$\nu = \frac{\text{Vitesse thermique des électrons}}{\text{Libre parcours moyens des électrons}}$$

a été comparée au résultat fourni par l'expression (11) à partir des mesures du rapport de $\delta I_{cc}(\max)$ et de $\delta I_{cc}(\omega \to 0)$. Là encore, un accord assez bon (avec un écart de moins de 40 %) sur des valeurs de ν (se situant autour de 12 MHz) a été constaté.

4. Conclusions

Nos expériences accusent donc dans l'ensemble un très bon accord avec les prévisions théoriques de A. MESSIAEN. Il apparaît cependant que la méthode du diagnostic par la sonde sphérique à résonance exige une interprétation assez délicate des résultats expérimentaux car la lecture de l'anti-résonance ω_A

(*) Le potentiel de plasma V_0 se situait approximativement à $V_S = -8$ volts.

est beaucoup moins aisée que celle de la résonance. D'autre part, lorsqu'elles sont déduites de δI_{cc}, ω_A et ω_R n'apparaissent nettement que dans un domaine de potentiels de polarisation de sonde d'à peine quelques volts autour du potentiel flottant.

Enfin il est à noter qu'une étude des effets du temps de transit des électrons et de leur réflexion sur la gaine [12] montre que ces effets introduisent des amortissements supplémentaires qui peuvent être très importants.

BIBLIOGRAPHIE

[1] TAKAYAMA K., (IKAGAMI H., MIYASAKI S. *Phys. Rev. Letters* **5**, 238, 1960).

[2] ICHIKAWA Y.H. IKEGAMI H. *Progr. Theoret. Phys.* **28**, 315, (1962).

[3] WIMMEL H.W., *Z. Naturforschung* **19a**, 1099, (1964).

[4] VANDENPLAS P., GOULD R. C.R. de la V^e Conf. Int. sur les Phén. dans les Gaz Ionisés (Munich 1961), **2**, 1470.

[5] VANDENPLAS P., GOULD R. *Physica* **28**,357, (1962).

[6] HARP R.S., CRAWFORD F.W. *J. of Applied Phys.* **35**, n° 12, (1964).

[7] PAVKOVICH J., KINO G.S. C.R. de la VI^e Conf. Int. sur les Phén. dans les Gaz Ionisés (Paris 1963).

[8] MESSIAEN A. *C.R. Acad. Sc. Paris* **259**, 1710-1713, (Sept. 1964).

[9] MESSIAEN A. Rapports internes C.E.A. PA. IGn/RT 288 et 291 (Juil. 1964).

[10] BERNSTEIN I.B., RABINOWITZ I.N. *Phys. of Fluids* **2**, n° 2, (1959).

[11] CHEN F.F. *J. of Nuclear Energy*, Part C, **7**, 47 (1965).

[12] ROLLAND P. *C. R. Acad. Sc. Paris* (Déc. 1965).

CONCLUSIONS GÉNÉRALES DU COLLOQUE

PAR

G.A. DESCHAMPS
University of Illinois
et Faculté des Sciences de Paris

On m'a prié de tirer les conclusions générales de cette conférence. C'est une tâche un peu difficile et je crains de ne pas faire tout à fait justice à tous ceux qui ont contribué au colloque et qui ont présenté des choses si intéressantes pendant ces quatre jours. Je crois que je vais commencer tout à fait au début et dessiner une antenne sur le tableau, une sorte d'antenne symbolique, et répéter quels sont les problèmes essentiels qui se posent pour une antenne.

Premièrement, si l'on considère une antenne à transmission on veut savoir d'abord dans quelle mesure on est capable de l'adapter, c'est-à-dire qu'il faut étudier son impédance ou son coefficient de réflexion. On voudrait savoir dans quelle direction va l'énergie qui sort de cette antenne, s'il y a plus d'énergie dans telle ou telle direction, donc étudier son diagramme de rayonnement. Si l'on considère l'antenne à la réception, on voudrait savoir, enfin, quand on observe une certaine réponse, (j'emploie le mot réponse pour désigner le voltage, la tension aux bornes, l'intensité ou la puissance que l'on recueille), on voudrait savoir ce que cette réponse veut dire en terme d'onde incidente sur l'antenne.

Dans le vide ou dans l'air, ces problèmes d'antenne sont déjà difficiles. Pour résoudre le problème en général, pour résoudre ce problème-ci ou celui-là, il faut être capable, par exemple, de trouver une distribution de courant sur la structure métallique de l'antenne. S'il s'agit d'une antenne de ce type, on est conduit invariablement à une équation intégrale qu'il est assez difficile de résoudre. On est obligé de faire des approximations qui donnent finalement certains résultats.

Maintenant nous prenons cette antenne et nous la plaçons dans un milieu qui est le plasma. On ne peut pas dire que cela simplifie les choses. Il faut d'abord se demander ce qu'est ce milieu entourant l'antenne et en faire une description plus ou moins complète, simplifiée, plus ou moins idéalisée ou au contraire plus ou moins réaliste. Pour rappeler les principales hypothèses à faire, il faut d'abord définir le champ dans ce milieu, un des principaux caractères c'est le degré de liberté à ce champ. Dans la première conférence, par exemple, je l'ai décrit en introduisant un vecteur qui peut avoir un nombre de dimensions assez variable : six dimensions dans le cas de l'électromagnétisme, davantage si l'on introduit plus de paramètres. Donc, la première chose à déterminer ce sont les questions de dimensions, de degré de liberté.

Il faut ensuite décrire les propriétés de ce milieu et la première signification qui se présente c'est d'exiger certaines propriétés d'invariance. Il faut, par exemple, que ce milieu soit le même ici ou là, c'est-à-dire qu'il soit invariant par translation, c'est ce qu'on peut appeler un milieu *uniforme* ; il faudrait aussi qu'il soit le même aujourd'hui ou demain, c'est-à-dire qu'il soit uniforme par translation dans le temps, qu'il soit *constant*. Il faudrait également qu'il ait les mêmes propriétés quand on regarde dans une direction ou dans une autre, qu'il soit invariant par translation c'est-à-dire *isotrope*. Ensuite on peut considérer les équations qui doivent satisfaire le champ dans le milieu en question, on aime bien qu'elles soient *linéaires*, parce qu'on peut appliquer des théories simples.

Dans le milieu en question, si on veut être tout à fait réaliste, on s'aperçoit que toutes ces conditions ne sont pas satisfaites.

D'abord, nous avons suffisamment entendu parler des défauts d'uniformité dans le milieu qui font que, autour de l'antenne, il y a une perturbation due, tantôt au mouvement du véhicule, (d'ailleurs, même sans mouvement, nous savons qu'un objet métallique plongé dans le plasma produit une gaine due à la différence de vitesse entre les électrons et les ions). Dans le cas d'une antenne émettrice, si on emploie trop de puissance, le mouvement du véhicule provoque une rupture (un breakdown) de l'antenne et nous

avons un certain nombre d'exposés se rapportant à ce fait.

On peut aussi rapprocher de cela le fait qu'il faut, en plus, des équations qui donnent les variations du champ avec la position et le temps ; il faut aussi introduire les conditions aux limites au contact de l'antenne qui sont assez importantes.

Dans la première partie du colloque, on a presque uniquement considéré un milieu qui était uniforme, constant, linéaire aussi, et dans lequel on avait simplement envisagé le manque d'isotropie. On a d'abord montré comment on pouvait calculer le champ de rayonnement d'antennes dans des conditions semblables. C'est un problème relativement simple quand on le compare à ceux qui suivent, et il est un peu plus difficile que dans l'espace, dans le vide ou dans l'air, mais c'est un problème qui est essentiellement résolu. Ce qui n'est toujours pas résolu, évidemment, c'est qu'on calcule le diagramme de rayonnement, ou éventuellement l'impédance, ou une certaine partie de l'impédance à l'aide du courant, mais on ne sait toujours pas calculer ce courant.

Dans le cas de l'espace, dans le cas du vide, pour des antennes assez simples, on peut deviner, faire une approximation du courant en utilisant, par exemple, du courant sinusoïdal dans un dipôle, mais dans le cas du milieu anisotrope, on est embarrassé pour choisir la longueur d'onde qu'il faudrait attribuer à cette variation sinusoïdale.

Ensuite nous avons entendu le Professeur FELSEN décrire une collection vraiment impressionnante de problèmes sur la réfraction, la diffraction des ondes dans les milieux de ce type, ce qui constitue une généralisation de l'optique géométrique classique et de ses extensions récentes aux problèmes de diffraction quasi géométriques.

Nous avons entendu ensuite, des discussions par le Dr WEIL sur l'impédance, principalement dans un milieu de ce type particulier. Là aussi le problème de savoir quel est le courant dans l'antenne est primordial et on est obligé de se résoudre à faire des hypothèses ad hoc pour faire ce calcul d'impédance.

La relation entre l'impédance et le rayonnement, ou bruit thermique, a été discutée en détail par le Dr BUDDEN. Il propose une solution à certains des paradoxes qui se présentent dans cette théorie.

En effet, un problème qui semble être revenu sous divers aspects, dans les calculs basés sur ce modèle-ci, c'est le problème des infinités sous différentes formes. Ces infinités ont été qualifiées de catastrophes et produisent un certain nombre de paradoxes qui ne sont pas tous résolus. Leur apparence est liée au fait que certaines surfaces de dispersion, (c'est-à-dire le lieu de l'indice en fonction de la distance) s'étendent quelquefois à l'infini et ces cas ont été qualifiés d'hyperboliques, nous avons entendu parler de cas hyperboliques ce matin encore.

Le champ, calculé pour certaines distributions de courant dans ces conditions hyperboliques, en particulier pour un doublet de Hertz devient infini dans certaines directions et, ce qui est plus grave, c'est que la puissance totale rayonnée devient aussi infinie.

Naturellement, étant donné que nous avons pris plus ou moins arbitrairement la distribution de courant dans l'antenne, il ne faut pas s'étonner outre mesure de trouver un résultat infini à cet endroit, et on peut conclure tout simplement que les distributions en question ne sont pas physiquement réalisables.

M. LAFON, par exemple, a trouvé des conditions que doit satisfaire la distribution dans certains cas pour rendre l'intégrale en question convergente. Naturellement, il y a un pas « infini » entre rendre l'intégrale convergente et lui donner une valeur numérique qui aura un sens quelconque, parce que si quelque chose est capable de diverger, cette chose est aussi capable de prendre arbitrairement des valeurs très grandes ou très petites, par un choix approprié de la distribution du courant.

Dans la théorie du bruit thermique, les mêmes infinités se présentent, en particulier sous la forme d'une densité d'énergie infinie, et ceci semble lié à la nature ponctuelle des sources élémentaires que l'on combine. Le Dr BUDDEN a montré qu'en introduisant une corrélation finie dans l'espace, on peut, semble-t-il, résoudre la difficulté.

Le Pr PAPAS nous a rappelé que des infinités se produisent aussi en électromagnétisme classique lorsque l'on considère, par exemple, un électron ponctuel. Il a proposé une manière d'évaluer une résistance finie qui s'inspire de la solution de DIRAC pour le problème de l'électron. Une partie infinie est ainsi séparée.

Une conclusion pratique, qui, je crois, résume l'opinion des conférenciers sur ce sujet, est que le modèle considéré est insuffisant physiquement quand des infinités se produisent et qu'il faut modifier la description du milieu, par exemple, en introduisant des ondes acoustiques ou des éléments encore plus compliqués. En particulier, il faut certainement, dans ces problèmes pratiques, tenir compte des gaines.

Dans un second groupe d'exposés, on a discuté les perturbations qui se produisent dans le milieu, autour de l'engin porteur d'antennes.

L'ionisation due au mouvement d'un engin hypersonique a été calculée, la propagation des ondes relativement courtes dans ce milieu a été calculée par M. DOREY. Nous avons entendu aussi une contribution de MM. CUNSOLO et GILARDINI sur le même sujet. L'ionisation due à un signal trop élevé, le breakdown, a été considéré par M. JONES. Nous avons eu aussi, ce matin, une contribution sur l'effet « exhaust » d'une fusée. Tous ces problèmes posent des questions difficiles qui ne sont guère accessibles à une théorie en termes finis, mais qui doivent être résolues essentiellement par des méthodes numériques basées sur des approximations. Une manière intéressante de trouver les seuils de décharge a été la méthode des similitudes, décrite par M. ANCONA. Le Dr FEJER a discuté les résonances d'un dipôle excité par une impulsion, ce qui lui permet d'expliquer les bruits observés par le satellite Alouette sur certaines fréquences particulières. Il semble que sa méthode devrait pouvoir être étendue à des calculs plus complets d'impédance et j'ai l'impression qu'elle peut apporter une solution partielle à certains problèmes concernant ces infinités.

Enfin, dans le même ordre d'idées, la contribution de M. LEPECHINSKY que nous venons d'entendre sur la théorie de la sonde à résonance proposée par les Japonais est intéressante pour montrer que l'on peut obtenir quelquefois les résultats convenables par des méthodes simples.

Du côté expérimental, il ne semble pas qu'il y ait eu beaucoup de résultats de laboratoire. Cela s'explique, en partie, par la difficulté de réaliser des plasmas à une échelle suffisante pour faire des expériences sur des antennes. Les mesures dans l'ionosphère, par contre, commencent à donner des résultats intéressants. La comparaison de deux types d'antennes à très basse fréquence par le Dr STOREY a conduit à un accord assez remarquable avec ses prédictions.

Enfin les mesures d'admittance que nous avons entendues ce matin, par le Dr BRAMLEY et M. KAISER, sont évidemment extrêmement importantes, c'est ce qu'on pourrait appeler en franglais le « Test acide » auquel toutes les théories doivent finalement être passées. Il faut qu'on soit capable de prévoir ce qu'on observe et d'en déduire quelque chose.

En conclusion générale, je pense donc dire qu'il reste encore beaucoup à faire pour comprendre ces observations, pour pouvoir prévoir et construire des antennes qui se conduisent comme on le veut. Comme l'a fait remarquer le Pr ROUBINE dans son introduction, c'est un sujet qui fait intervenir un grand nombre de disciplines. Il faut sans doute conseiller de plus en plus de réalisme aux théoriciens qui étaient intéressés aux conditions aux limites, par exemple. Le traitement des problèmes qui font intervenir des milieux non homogènes est important, et il est certain que tout le monde est conscient de cette nécessité de les résoudre. Enfin, il faut peut-être aussi faire un effort expérimental, non seulement dans l'ionosphère, mais dans le laboratoire ; je suppose qu'on pourrait obtenir des résultats.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs 2 en 10^{-10}

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Novembre 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	NBA 24 kHz
1	—	—	—	—
2	—	—	—	—
3	—	—	—	—
4	—	— 150,3	— 150,2	—
5	— 150,1	— 150,4	— 150,1	—
6	— 149,4	—	— 150,2	—
7	— 150,1	— 150,0	— 150,2	—
8	— 150,2	— 150,1	— 150,5	—
9	— 150,8	— 150,1	— 150,7	—
10	— 150,9	— 149,7	— 150,3	— 149,2
11	— 149,8	— 150,0	— 151,1	— 151,1
12	— 149,8	— 149,7	— 151,4	— 150,0
13	— 149,0	— 150,4	— 151,9	— 150,6
14	— 148,9	— 150,5	— 151,9	— 150,5
15	— 147,9	— 149,8	— 151,2	— 150,3
16	—	— 150,2	— 150,0	— 151,5
17	— 148,3	— 149,9	—	— 150,6
18	— 149,9	— 149,7	—	—
19	— 150,2	— 149,4	—	—
20	— 150,4	— 149,3	—	—
21	— 150,5	— 149,6	—	—
22	— 150,1	— 150,2	—	—
23	— 149,7	— 150,2	—	—
24	— 149,0	— 149,9	—	—
25	— 149,7	— 149,8	—	— 150,0
26	— 150,8	— 150,2	—	— 150,2
27	— 150,1	— 149,7	—	— 150,2
28	— 150,1	— 150,2	—	— 149,6
29	— 148,8	— 150,2	—	— 149,7
30	— 150,1	—	—	— 149,6

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb 2.

Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs 2.

WHO'S WHO DE L'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE

L'Institut International d'Electronique Médicale et de Génie Biologique prépare l'édition d'un « International Who's who in Medical Engineering ». Les personnes qui seraient intéressées par ce projet sont invitées à demander d'urgence le questionnaire correspondant à M. G. de Barros-Conti, à l'I.I.E.M.G.B., Hôpital de la Salpêtrière, 47, bd de l'Hôpital, Paris-13e. Tél. 535.09.90.

MANUELS TECHNIQUES « RT »

Dans les informations de l'*Onde Electrique* d'octobre 1965, nous avons indiqué, page 1250, que les Manuels Techniques RT étaient envoyés *gratuitement* en écrivant à la Radiotechnique, 130 av. Ledru-Rollin, Paris-11e, alors qu'il fallait lire : « le prix de chaque manuel est de 15 F, franco de port et d'emballage : le prix de la série des 8 volumes est de 100 F ».

Nous nous en excusons auprès de nos lecteurs.

ASSOCIATION SCIENTIFICO-TECHNIQUE POPOV POUR LA RADIOTECHNIQUE ET L'ÉLECTROLIAISON

Nous donnons ci-après la fin des titres des conférences prononcées au cours du XXIe Congrès National Scientifique de la Journée de la Radio (Moscou 12-16 mai 1965).

Nous rappelons à nos lecteurs qu'ils trouveront au secrétariat de la S.F.E.R., 10 av. Pierre-Larousse, à Malakoff, les résumés de ces conférences, publiés en langue russe.

13. SECTION DES CALCULATEURS

I.P. NORENKOV. — *Méthode de réalisation des modèles digitaux de circuits de machines électroniques numériques et son utilisation pour projeter une machine de ce type.*

S.I. GUELLER, Je.G. KATCHIONI. — *Sur la question de la construction des blocs de machines à calculer numériques utilisant des éléments U.H.F.*

A.I. BESPALTCHIK, O.M. RYAKIN, S.S. KNYAZEVA. — *Sur la construction des appareils digitaux d'enregistrement recevant l'information sous la forme de changement de tension.*

M.T. AIVASIAN. — *Le bloc de lecture et d'introduction de l'information d'un microfilm de cartes perforées à quatre-vingt colonnes dans une machine arithmétique électronique.*

V.N. KOPANITSA, V.G. LOBODA. — *L'étude des méthodes de la mise en réserve des certains éléments logiques.*

D.A. NOVIK. — *Les détecteurs et les indicateurs digitaux.*

E.V. PHILIPTCHOUC, V.I. PAKHOMOV. — *Méthode de construction des systèmes d'acquisition et de transformation digitale de l'information dans le cas de l'utilisation de transformateurs paramétriques.*

S.I. GUELLER, U.P. JOURAVLEV, N.N. TROFIMOV. — *Sur la question théorique de la synthèse macroscopique des structures logiques des systèmes discrets avec un contrôle programmé.*

Tch. I. ASKEROV, M.B. GUENDLER. — *Sur les possibilités logiques des éléments réels à deux seuils.*

Tch. I. ASKEROV, E.E. ZOULFOUGARZADÉ. — *Le bloc logique universel.*

A.E. KAPLAN. — *Le paramètre multistable comme base d'oscillateur paramétrique à deux circuits et les possibilités de son application.*

A.E. KAPLAN. — *Les processus de fluctuation dans les générateurs à deux circuits sans harmoniques paramétriques.*

14. SECTION DE L'ÉLECTRONIQUE QUANTIQUE

A.L. MIKAELJAN, N.G. TOURKOV. — *Limitation de la durée des impulsions d'oscillateurs optiques (laser).*

A.L. MIKAELJAN, N.Ia. ANTONJANZ, V.A. DOLGIY, U.G. TOURKOV. — *L'étude d'un oscillateur de type laser à fermeture passive.*

A.V. KOROVIZIN, L.V. NAOUMOVA, S. LEBEDINSKAJA. — *Sélection de l'oscillation dans un résonateur semiconcentrique.*

K.I. KOUCHTANIN. — *Découplage du canal d'émission et du canal de réception par polarisation dans les systèmes à oscillateurs quantiques.*

K.I. KOUTCHANIN, V.V. ALLER. — *Obtention de l'élargissement par diffraction du diagramme de rayonnement d'un oscillateur quantique à gaz.*

Ia. A. MONOSSOV, V.V. SOURIN. — *Possibilités de l'application des antiferromagnétiques dans la technique des microondes.*

A.V. VACHKOVSKY, Ia. A. MONOSSOV. — *Oscillations basses fréquences dans le fonctionnement non linéaire des ferrites en microondes.*

M.V. VAMBERSKY, S.A. CHELOUKHIN, V.S. GAVRILOV. — *Correction de fréquence dans les circulateurs en Y à ferrites au moyen de quadripôles réactifs.*

15. SECTION DE LA CYBERNÉTIQUE

G.A. KENNGUERLINNSKY. — *Sur l'excès structural d'information dans les systèmes du contrôle automatique.*

I.V. GONTCHARUK, V.L. RVATCHEV, I.B. SIRODJA. — *L'application de la fonction R aux problèmes du discernement des dessins techniques.*

M.D. BREYDO. — *Résultats d'expériences sur une machine à discerner les objets par la méthode des images généralisées.*

G.A. BALL, A.M. DOVGUIALLO. — *Sur l'utilisation d'un modèle probabiliste d'enseignement programmé pour la construction d'une machine enseignante auto-adaptée.*

S.M. FLEYCHER. — *Les appareils qui peuvent s'adapter à la réception de signaux répétés de forme inconnue.*

16. SECTION DES CALCULATEURS ANALOGIQUES

E.N. KOROLEV, S.S. CHICHMAN. — *Sur la construction de modèles d'équations aux différences finies et d'équations intégrales à l'aide de machines à calculer analogiques (M.C.A.).*

P.L. TANNKELEVITCH. — *Sur l'application d'opérateurs différence à pas variable pour la résolution des équations aux dérivées partielles à l'aide d'une M.C.A. à amplificateurs opérationnels.*

L.D. RAIKOV. — *Sur la convergence de la méthode du changement de variables de chaque coordonnée dans la résolution des problèmes à l'aide d'une M.C.A.*

A.N. KLIMOV, V.Ia. CHMAKOV. — *Méthode utilisant un modèle autonome et un algorithme possible pour chercher l'extrême absolu.*

N.I. TITOV, S.S. CHICHMAN. — *Analyseur harmonique et spectral des fonctions périodiques et aléatoires utilisant des éléments de M.C.A.*

V.V. KLIMOV. — *La réalisation du produit $|X|$ sign F, dans le cas de la construction de modèles de systèmes de contrôle automatique à structure variable.*

V.F. ARKHOVSKY. — *Sur la construction de circuits de commutation à grande vitesse pour M.C.A.*

E.V. PROKOFIEV. — *Sur un procédé d'introduction dans les M.C.A. des caractéristiques multidimensionnelles de tubes et des transistors.*

V.V. KOVALIEV, V.M. KIRPITCHNIKOV, G.I. MIKHAYLOVSKY, A.P. ROUDENKO. — *Sur les principes de la construction de blocs de communication dans un complexe unitaire de M.C.A.*

17. SECTION DE L'HISTOIRE DE LA RADIOÉLECTRONIQUE ET DES COMMUNICATIONS ÉLECTRIQUES

A.V. IAROTSKY. — *Les prémices historiques définissant la possibilité de l'invention de la radio par A.S. Popov en Russie, en 1895.*

B.A. OSTROUMOV. — *La radiotechnique en Russie après la mort de A.S. Popov, entre 1906 et 1914.*

E.A. POPOVA-KIANDSKAIA, E.G. KIANDSKIA. — *Les relations scientifiques internationales de A.S. Popov.*

M.A. VISLENEV. — *Les appareils et instruments construits et utilisés par A.S. Popov.*

V.P. BRONEVITSKY. — *L'appareillage radiotechnique construit par A.S. Popov ou avec sa collaboration.*

M.A. DOMMES. — *La première ligne de radiocommunication (1899-1900).*

F.A. LBOV. — *Les mouvements d'amateurs-radio en URSS.*

K.M. KOCIKOV. — *L'apport des savants soviétiques dans la science et la radiocommunication dans le domaine de la propagation ionosphérique des ondes.*

N.A. NIKITIN. — *Le 40e anniversaire des premiers travaux du laboratoire de la Nijni Novgorod dans le domaine des ondes courtes.*

G.K. SERAPIPI. — *L'invention du superhétérodyne et les dix premières années de son développement.*

G.I. GOLOVIN. — *Le premier enthousiaste de la radio (centenaire de la naissance de P.N. Ribkin).*

18. SECTION DE LA FIABILITÉ DES APPAREILS ET DES TUBES ÉLECTRONIQUES

V.E. POPOVKIN. — *Position du problème de la fiabilité de chaque tube UHF et le choix de la méthode de résolution.*

D.V. GASCAROV, A.V. MOZGALEVSKY. — *Changement de la capacité de fonctionnement et prévision du changement de niveau de cette capacité de fonctionnement pour les systèmes automatiques.*

V.N. DAVIDENKO. — *Analyse de la liaison de la fiabilité des éléments d'un système automatique avec l'action extérieure.*

V.A. MIKHAILOV, U.P. LOUKIANOV. — *Principes généraux de la composition d'un ensemble de méthodes d'épreuves accélérées.*

G.Ch. CHAPIRO, L.V. PEREDERY. — *Etude de l'homogénéité des séries et de la stabilité de circuits de soustraction et de basculement.*

G.N. ROTSDESTVENSKY. — *Sur la certitude de caractéristiques statistiques.*

19. SECTION DE L'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE ET DE BIOÉLECTRONIQUE

R.M. MECTCHERSKY. — *L'automatisation des recherches de micro-électrodes.*

S.A. URIEV. — *Correction de la caractéristique de fréquence au moyen d'un couplage positif inverse en H.F.*

V.P. PODATCHIN, A.I. RIBALKO. — *Dispositif pour recherches électrophysiques.*

V.A. ILJANOK. — *Analyseurs pour recherches électro-physiologiques.*

V.P. PODATCHIN, A.I. RIBALKO. — *Dispositif pour recherches électrophysiologiques.*

20. SECTION DE BIONIQUE

A.I. PROKHOROV. — *Irritation électrique de la peau comme moyen de transmission de l'information à l'opérateur.*

A.K. PODCHIBIAKIN, S.N. SALNIKOV. — *Effets bioélectriques vus sous l'aspect de l'hélio-bionique.*

A.I. PROKHOROV, L.I. IVANOVA, G.K. KHAKHALIN. — *Contrôle de l'état d'homme-opérateur.*

L.P. TITCHKINA. — *Recommandations pour le projet des tableaux optimaux de commande (M.C.E. calculateur) en considération des possibilités psychophysiologiques de l'homme-opérateur.*

V.G. GRICHIN. — *Principe de la transformation de l'information visuelle en information sonore.*

U.P. CHABANOV-KOUCHNARENKO, G.D. MAYSTROVSKY. — *Questions de la mise en forme des fonctions visuelles de l'homme.*

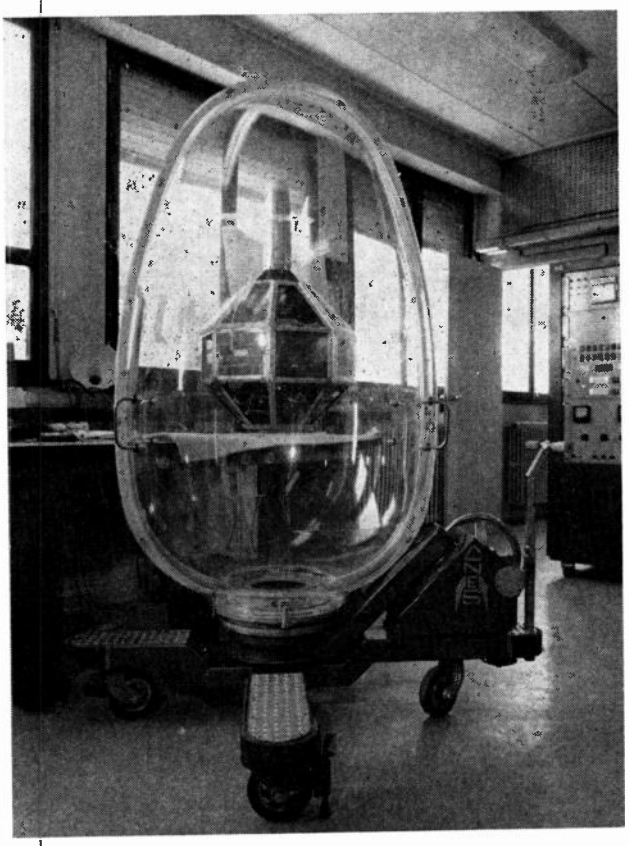
U.P. CHABANOV-KOUCHNARENKO, E.P. POUTIATINA. — *Modèle mathématique de la vision des couleurs par l'homme.*

D.I. CHEYMAN. — *Vérification expérimentale des hypothèses électro-magnétiques de la perception extra-sensorielle.*

E.A. OUMRUKHIN. — *Comportement de l'organisme dans un milieu complexe.*

TABLE MOBILE SPÉCIALE

Le montage du satellite « FR-I » a été grandement facilité par un dispositif mobile permettant de le présenter sous tous les angles.



Ce dispositif a été étudié et exécuté par SOFECOME-SOMATECO, 12, rue Jean, 93-St-Ouen.

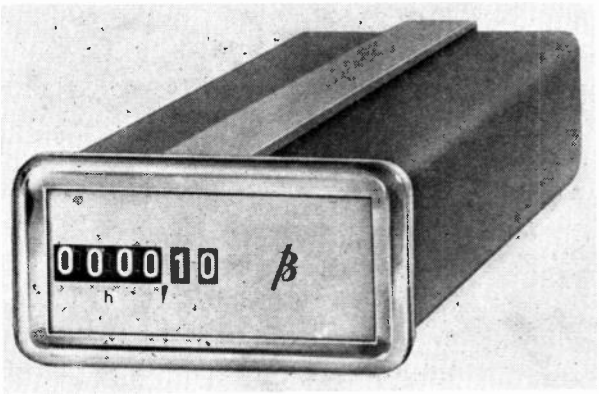
Sur la photographie, on distingue, sur l'un des bras de la table, un mécanisme d'orientation fonctionnant manuellement dans les conditions les plus sûres.

Cette table d'intégration, montée sur quatre roulettes omnidirectionnelles, favorise le déplacement d'un laboratoire à l'autre.

En dehors des périodes de manipulation, le satellite est protégé des poussières par une enveloppe en altu-glass, rapidement démontable.

COMPTEUR MINIATURE D'HEURES DE SERVICE

La fabrique d'horlogerie JULIUS BAUSER, 7241 Empfingen über Horb/W (République Fédérale Allemande), nous fait savoir qu'elle construit toutes sortes de compteurs électriques miniatures d'heures de service pour machines diverses. Pour les statistiques d'exploitation et le calcul du rendement, le compteur d'heures est indispensable. Il rendra également les



plus grands services à l'exploitant qui doit réviser ses machines au bout d'un temps fixé par le constructeur. C'est aussi un contrôle certain qui évitera au constructeur des discussions avec son client en cas de conflit dû à un incident en cours de garantie, si celle-ci est donnée en heures de service.

Plusieurs types de compteurs de temps existent chez Julius Bauser différant non seulement par leur forme qui va de 52 à 73 mm ⌀ et de 25 × 50 mm, comme le type 550 représenté sur la photo, au compteur carré de 72, 96 ou 144 mm de côté, mais par la tension (12 à 380 V) et la fréquence (42 à 60 Hz). Il existe des modèles avec graduation normale, avec et sans retour à zéro ou pourvus des deux pour avoir le nombre total d'heures de service et le nombre d'heures de service depuis le dernier entretien périodique. On peut aussi avoir un compteur donnant d'une part le nombre d'heures de service et d'autre part le nombre de pièces débitées par la machine.

Enfin, notons que les compteurs existent en type protégé ou blindé, avec raccordement par bornes ou par fiches.

UNE DIODE D'INFORMATION FRANÇAISE PERMETTANT LA COMMANDE DE THYRISTORS

Mise sur le marché par une Société française, la ZA 1005 est la première diode d'information qui permette la commande de thyristors.

Les diodes d'information sont des diodes à gaz très robustes, de petites dimensions et de très faible consommation. Grâce à leurs caractéristiques électriques, elles peuvent être associées à des circuits électroniques basse tension, elles fournissent des informations par signaux lumineux, et sont utilisées pour la commande des tubes indicateurs numériques et la réalisation d'ensembles de codage ou décodage à basse fréquence.

Conservant intégralement les qualités et les possibilités d'emploi des types aujourd'hui connus, la nouvelle diode d'information ZA 1005 de LA RADIOTECHNIQUE peut, en outre, fournir un courant de crête de 120 mA, suffisant pour commander un thyristor. Elle apporte donc une solution simple et économique au problème de la commande des thyristors et convient parfaitement à certains matériels tels que les variateurs de vitesse et les gradateurs de lumière.

NOUVELLES DIODES SYLVANIA

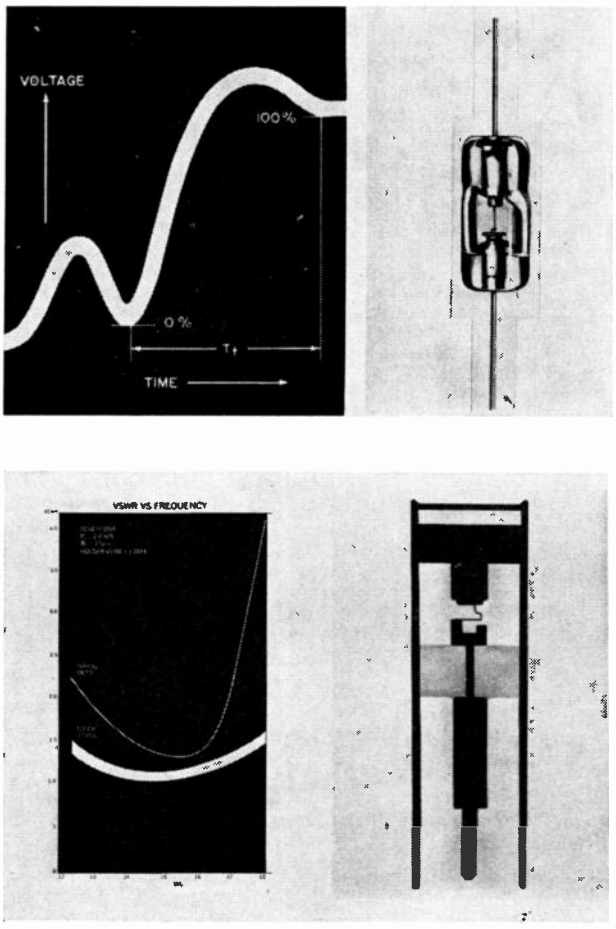
SYLVANIA présente :

1° Sa nouvelle diode de commutation (D-5151A) pour hyperfréquences qui possède un ensemble de caractéristiques de volume et de jonction, assurant un temps de commutation maximal d'une nanoseconde entre 10 % et 90 %, avec une isolation de 35 dB en position d'arrêt et un affaiblissement d'insertion de 1 dB en état de marche.

Le mode de construction de la D-5151A permet de très faibles capacités de jonction (en général 0,1 pfd), ce qui entraîne un affaiblissement de commutation très faible dans les bandes X et Ku.

De telles propriétés peuvent être d'une importance capitale pour les constructeurs d'instruments spécialisés, tels que radars à pouvoir élevé de résolution ou modulateurs à grande vitesse pour transmission de données multiplex en hyperfréquences.

2° Sa dernière diode mélangeuse (D-5282) qui couvre l'ensemble de la bande Ku. Fonctionnant entre −65 et +150 °C, cette diode, qui comprend une série de points de contact au silicium, est recommandée pour l'emploi à haute température.



Comparaïson du fonctionnement de la nouvelle diode à faible bruit et haute température (D-5282 E) et d'une diode ordinaire à haute température dans la bande Ku.

Grâce à sa construction épitaxiale, son bruit propre ne dépasse pas 7,5 dB. Dans la bande Ku, la comparaison avec une diode ordinaire à haute température IN78 fait ressortir de nettes différences de qualité (voir courbe).

La largeur de la bande couverte résulte de l'emploi d'une épingle centrale évidée, compensée et scellée dans un support spécial de verre, en forme de perle, soudé lui-même à la cartouche coaxiale, ce qui donne à la fois une fermeture hermétique et de faibles pertes diélectriques, indispensables au fonctionnement sur large bande.

L'impédance haute fréquence de la nouvelle diode mélangeuse, pour un T.O.S. maximal de 1,5, permet des possibilités remarquables d'adaptation au support. Sur toute la largeur de bande 12,4 - 18 GHz la valeur nominale du taux d'ondes stationnaires ne doit pas dépasser 2,5.

Pour de plus amples renseignements, nous prions nos lecteurs de s'adresser à Sylvania International, General Telephone & Electronics International, 21, rue du Rhône, Genève, Suisse.

SUPPORTS UNIVERSELS POUR ESSAI DE COMPOSANTS

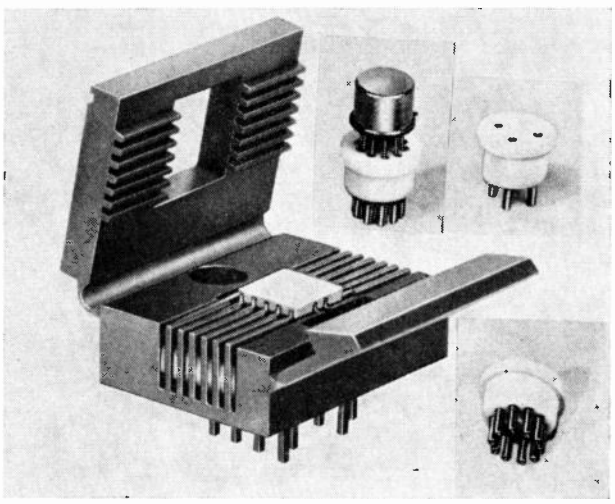
La Société BARNES DEVELOPMENT Co fabrique une gamme de supports pour l'essai rapide de composants électroniques : relais, circuits intégrés, transistors, modules, quartz, etc., utilisables jusqu'à 10 MHz.

La série relais comporte plus de 200 modèles prévus pour tous types de brochage. Les contacts sont doubles avec deux connexions isolées mutuellement, ce qui permet la mesure facile des résistances de contact.

Les contacts utilisés sont d'un type spécial à pinces, assurant un très bon contact, même en cas de vibrations. Ils sont en cuivre au béryllium plaqués or sur nickel. Leur résistance unitaire est inférieure à 0,005 ohm. Plus de 200 000 insertions peuvent être effectuées sans modifier les caractéristiques du support.

L'isolant utilisé est du téflon, ce qui assure un très bon isolement électrique en limitant les fuites HF.

Les supports de la série MG et MF sont similaires au type précédent mais étudiés spécialement pour l'essai des transistors.



Les supports peuvent être prévus pour montage sur châssis ou circuit imprimé.

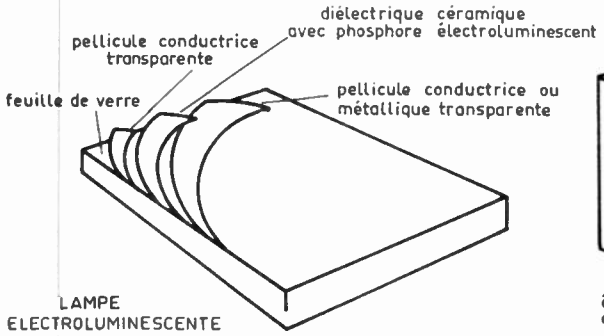
La série 0-30 est étudiée pour les essais de circuits intégrés soit du type TO-5, soit du type « Flat Pack ». Ces supports peuvent être montés sur plateaux de différentes dimensions permettant le groupement de plusieurs composants et leur connexion par fils soudés ou par cordons à fiches.

La représentation est assurée en France par SEUROLEC, 39-41, rue de l'Est, 92-Boulogne-Billancourt.

NOUVEAUX ÉLÉMENTS ÉLECTROLUMINESCENTS AU PHOSPHORE

Les éléments EL (électroluminescents) de Sylvania donnent la possibilité d'avoir des voyants multinumériques à petits caractères, juste assez rapprochés pour permettre une bonne visibilité. De petites dimensions (12 mm p. ex.), ils trouvent leur place dans les compteurs de fréquences ou les instruments de navigation, alors que de plus grands caractères sont préférables pour des tableaux indicateurs, des ascenseurs, des compteurs silencieux ou des panneaux de nouvelles lumineuses.

Ne contenant ni filaments, ni vide, les éléments EL de Sylvania sont pratiquement à l'abri d'une défaillance brusque car ils sont à base de phosphore et à l'état solide.



Comme les éléments EL ne peuvent ni griller, ni lâcher, leur utilisateur se contente d'évaluer à quel moment l'appareil devra simplement être remplacé après un service de longue durée. Bien que la luminosité diminue avec le temps, celle qui subsiste est encore bien suffisante pour assurer un usage prolongé.

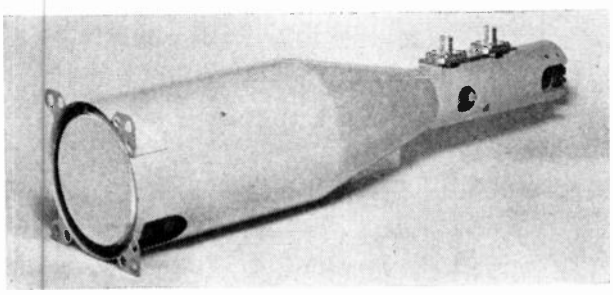
Les risques d'erreurs de lecture sont minimes, la surface plane du voyant autorisant un angle de vision de près de 180°. La couche de verre très mince qui recouvre la surface lumineuse empêche, d'ailleurs, les erreurs dues aux superpositions de chiffres.

Des contrôles en laboratoires ont montré qu'ils n'émettent aucune radiation entre 14 kHz et 1 000 MHz. Leur consommation de courant est modeste, puisqu'un caractère numérique de 18 mm n'utilise que 7 mW avec tous ses éléments en charge. En outre, le graphisme des éléments EL se prête à tous les usages, car n'importe quel caractère spécial, ou presque, peut être exécuté et monté facilement et à peu de frais.

La gamme normalisée des éléments EL Sylvania comprend des signes numériques de 7 et 9 éléments, ainsi que des caractères alphanumériques de 14 éléments. Les voyants existent aussi bien avec un seul chiffre qu'en montage multinumérique,

TUBE A RAYONS CATHODIQUES A TRÈS LARGE BANDE POUR OSCILLOSCOPES ULTRA-RAPIDES

Parmi les tubes à rayons cathodiques pour oscilloscopes de LA RADIOTECHNIQUE, le tube D13-24BE vient de voir ses caractéristiques très sensiblement améliorées.



Tube à rayons cathodiques D 13 - 24 BE pour oscilloscopie ultra-rapide.

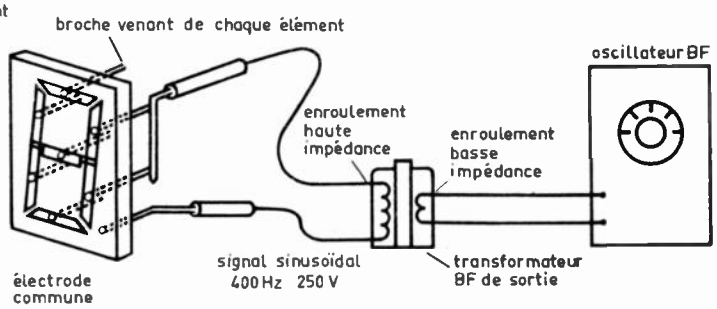
Ce tube est maintenant le seul au monde dont le temps de montée soit inférieur à 150 ps.

Ses autres caractéristiques sont désormais les suivantes :

Bande passante : 2 500 MHz, Sensibilité : 10 V/cm.
T.O.S. jusqu'à 1 000 MHz : max. 1,25.
Post-accélération : 24 kV. Impédance : 100 Ω.
Plage utile : 20 × 60 mm.

La surface utile de balayage peut être excentrée verticalement de ± 10 mm par rapport au centre géométrique de l'écran.

Le balayage utile vertical doit être d'au moins 8 mm dans chaque direction par rapport à la position du spot non dévié, avec un total de 20 mm.



NOUVEAU MICROVOLTMÈTRE LEA

LEA (Laboratoire Electro-Acoustique) présente son Microvoltmètre 25 Hz à 100 kHz, type E.V.M.4.

— de 10 μV à 100 V,
— de — 100 dB à + 42 dB
— utilisable en préamplificateur
— stable et précis dans le temps.

Ses principales utilisations sont : mesure de faibles tensions, mesure du bruit de fond, détecteur de zéro, amplificateur.

Les performances du microvoltmètre E.V.M.4 sont les suivantes :

Sensibilité : 30 μV à 1 V, -90 dB à $+2$ dB, déviation totale 10 μV (-100 dB) mesurable.

Impédance d'entrée : $R = 100$ kΩ, $C \simeq 27$ pF.

Courbe de fréquence : $\pm$ 0,5 dB entre 25 et 100 000 Hz.

Instrument de mesure : longueur de l'échelle 100 mm. Graduation en V et dB. Classe 1,5 %. Protégé.

Sortie amplificateur : 3 V sur 100 000 Ω.

Stabilité : $\pm$ 2 % pour $\pm$ 10 % de variation de la tension du secteur.

Alimentation : 110 à 245 V, 50 - 60 Hz.

Il se présente sous forme d'un coffret métallique. Peint en deux tons de gris, de dimensions 305 × 175 × 170 mm, son poids est de 6,5 kg.

Il peut être pourvu d'un adaptateur E.A.M.1, diviseur de tension, se présentant sous la forme d'un bouchon adaptateur se vissant sur la prise d'entrée du microvoltmètre. Il permet d'étendre la sensibilité de l'appareil jusqu'à 100 V, tout en augmentant la résistance d'entrée à 1 MΩ.

On obtient de cette façon deux intervalles de mesure :

avec résistance d'entrée 0,1 MΩ : 10 μV à 1 V, -98 à $+2$ dB.

avec résistance d'entrée 1 MΩ : 1 mV à 100 V, -58 à $+42$ dB.

COMMUNIQUÉS

ENSEIGNEMENT

SESSIONS DE PERFECTIONNEMENT DE L'E.S.E.

L'Ecole Supérieure d'Electricité organise depuis 1961 des sessions de perfectionnement postscolaires dans lesquelles sont enseignées les matières de son domaine, ayant, dans les années récentes, donné lieu à d'importants développements.

Ces sessions s'adressent à des Ingénieurs ESE ou de formation équivalente. Elles comportent des conférences, des travaux pratiques, des exercices oraux et des visites d'usine. Elles s'étendent en général sur deux semaines consécutives, le samedi et le dimanche restant libres, en principe. Les conférences ont généralement lieu le matin de 9 h à 12 h 15, les travaux pratiques, les exercices oraux et les visites d'usine, l'après-midi de 14 h à 17 h 30. Une part importante est généralement réservée aux manipulations faites suivant les méthodes très efficaces en usage à l'Ecole. Le nombre maximal de participants par session est normalement fixé à 30.

De 1961 à 1964, ces sessions étaient groupées aux mois de septembre et octobre. Devant leur succès, l'Ecole Supérieure d'Electricité a été amenée à en organiser un plus grand nombre. Depuis janvier 1965, ces sessions s'échelonnent sur toute l'année.

Le programme envisagé pour le premier semestre de 1966 est indiqué ci-après :

Session D. 14. — Les calculatrices électroniques et leurs applications, du 17 janvier au 28 janvier 1966.

Cette session s'adresse à des ingénieurs connaissant les bases de l'électronique et désireux de développer leurs connaissances dans le domaine des calculatrices électroniques.

Session B. 111 — Introduction à l'électronique, du 31 janvier au 11 février 1966.

(même session, du 18 au 29 avril 1966, sous la réf. B 112).

Cette session est destinée à initier aux différents aspects de l'électronique, des Ingénieurs ayant une bonne formation générale.

Session E. 21. — Composants électroniques, du 31 janvier au 11 février 1966.

Cette session s'adresse aux Ingénieurs qui désirent acquérir des notions sur la technologie des composants électroniques, leurs conditions d'emploi et le contrôle de leur qualité, en vue d'exercer des fonctions dans les services d'études ou les services technologiques des administrations ou des firmes de construction de matériel électronique.

Session B. 33. — Applications de l'électronique aux courants forts, du 21 février au 4 mars 1966.

Les ingénieurs participant à cette session doivent posséder les bases fondamentales de l'électronique. Ils seront instruits des principales applications industrielles de l'électronique dans les courants forts.

Session H. 16. — Semiconducteurs et transistors, du 28 février au 11 mars 1966.

Cette session s'adresse à des Ingénieurs possédant des bases fondamentales en électronique et désirant acquérir des connaissances sur le fonctionnement et les possibilités d'emploi des transistors et des autres dispositifs à semiconducteurs.

Session CH. 14. — Servomécanismes. Transistors, du 6 juin au 17 juin 1966.

Cette session s'adresse aux ingénieurs possédant des bases en électronique et désirant s'initier à la technique des asservissements et des transistors.

Tous renseignements complémentaires concernant les programmes et les inscriptions peuvent être obtenus à l'Ecole Supérieure d'Electricité, 10,avenue Pierre-Larousse, 92-Malakoff. Téléphone 253.56.30.

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE DE L'I.S.E.N.

Comme les années précédentes, l'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ELECTRONIQUE DU NORD — ISEN — organise des cours d'Electronique Industrielle destinés aux ingénieurs et techniciens engagés dans l'industrie et connaissant les principes généraux de l'Electricité.

Les principaux éléments du programme de cette année porteront sur : « LES ELÉMENTS DE BASE ET LES FONCTIONS FONDAMENTALES DE L'ELECTRONIQUE ».

Cet enseignement a pour but :

1) d'apprendre à connaître les principes essentiels de l'électronique,

2) de voir l'application de ces principes dans l'industrie en général,

3) d'étudier les possibilités de l'électronique dans les différents domaines d'activité industrielle.

Les cours auront lieu à l'ISEN, toutes les deux semaines, le lundi de 14 h à 18 h 30, à partir du 24 janvier 1966 jusqu'au mois de juin. Ils seront suivis, dans la deuxième quinzaine de juin, d'une semaine de travaux pratiques en laboratoires.

L'horaire a été choisi de façon que ces cours puissent être fréquentés par des ingénieurs et techniciens résidant dans la Région Parisienne ou en Belgique.

Le calendrier des cours et travaux pratiques, le programme détaillé des conférences et les conditions de participation seront communiqués sur simple demande adressée au Secrétariat de l'ISEN, 3, rue François-Baës, 59-Lille. Tél. 57.23.77 - 57.65.88.

DEMI-JOURNÉES D'ÉTUDE DU CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE

Le Centre de Perfectionnement Technique, 28, rue Saint-Dominique, Paris-VII[e] nous prie de bien vouloir faire connaître à nos lecteurs son programme pour le début de 1966.

Nous en extrayons les passages ayant trait aux activités de la S.F.E.R.

Electrotechniques nouvelles, 20 et 27 janvier 1966.

1re demi-journée : *les supraconducteurs*

a) Généralités sur les supraconducteurs

b) Emploi des supraconducteurs en courant alternatif (Transformateurs).

c) Application des supraconducteurs en électronique

d) Bobinages pour champs intenses.

2e demi-journée : *la magnétohydrodynamique (MHD)*

a) Magnétohydrodynamique à cycle ouvert

b) Magnétohydrodynamique à cycle fermé

c) Machine tournante pour produire des courants très intenses par impulsion

d) soit : Générateur MHD pour la fourniture de hautes puissances pendant des temps courts,
soit : Accélérateur de plasmas par MHD.

Corrosion nucléaire, 10 et 11 février 1966

1re journée :

— Problèmes particuliers de corrosion aqueuse posés par les installations nucléaires

— Etude du comportement à la corrosion des principaux matériaux nucléaires :

a) Les alliages à base de fer et de nickel

b) Les alliages de zirconium

c) Les alliages légers.

2e journée :

— Problèmes de corrosion par les gaz chauds dans les réacteurs nucléaires

— La corrosion par les métaux liquides

— La corrosion par les gaz fluorants

— Propreté physique et chimique des surfaces dans les techniques et applications nucléaires

— Etude sur la relation entre l'état structural du zircaloy 2 et sa tenue à la corrosion par la vapeur d'eau sous pression à 400 °C

— Quelques aciers inoxydables non normalisés.

Problèmes spatiaux, 21 et 28 avril 1966.

1re demi-journée : *les sciences et techniques de l'espace*

a) La physique de l'atmosphère

b) La géodésie à l'aide de satellites

c) L'astronomie dans l'espace

2e demi-journée : *les techniques spatiales*

a) Le satellite FR1

b) Le lanceur DIAMANT

c) La localisation et la trajectographie.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

JOURNÉES D'ÉLECTRONIQUE DE TOULOUSE

7-11 mars 1966

Devant le succès rencontré l'an passé par les Journées d'Electronique de Toulouse (J.E.T.), le Comité d'Organisation, placé sous le patronage du Préfet Régional, du Recteur de l'Université, du Maire de Toulouse et du Président de la Chambre de Commerce et de l'Industrie, a décidé de les rendre annuelles.

Du 7 au 11 mars 1966, se tiendront donc à Toulouse les deuxièmes J.E.T. qui comprendront trois sortes de manifestations :

— une exposition « *Prestige de l'Electronique* » destinée à présenter les réalisations les plus récentes de l'Industrie Electronique et des différents Laboratoires de recherches. Cette exposition se tiendra dans le hall « Gascogne » du Parc des Expositions. En même temps, des exposés seront organisés à l'usage des étudiants et des chercheurs de l'Ensemble Scientifique de Rangueil et des différentes Ecoles d'Ingénieurs, exposés pour lesquels le Comité d'Organisation compte beaucoup sur la collaboration des spécialistes de Sociétés Industrielles et des Laboratoires participant à l'Exposition.

— des visites de divers Laboratoires scientifiques et d'installations techniques de Toulouse et de la région, dont le rôle sera de mettre en évidence les possibilités économiques, techniques et universitaires de la Région MIDI-PYRÉNÉES dans le but, notamment, de resserrer, dans le domaine de l'électronique, les liaisons Université-Industrie.

— enfin, un congrès scientifique qui, en 1966, sera orienté sur l'Informatique et, en particulier, sur l'Informatique Médicale.

Nous pensons que l'intérêt soulevé l'an dernier par les Journées d'Electronique de Toulouse assurera le succès de cette manifestation prochaine sur laquelle nous attirons tout spécialement l'attention de nos lecteurs.

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

SALON INTERNATIONAL DE L'ÉLECTROACOUSTIQUE

Paris 3-8 février 1966

Comme nous l'avons annoncé dans notre numéro de juillet-août 1965, le Salon des Composants aura lieu en 1966 à la Porte de Versailles, du 3 au 8 février inclus.

Le Salon des Composants Electroniques de Paris est la plus ancienne des manifestations spécialisées dans ce domaine. Il a maintenant plus de 30 ans d'existence.

Il a été créé en 1934 lorsque les progrès de la radio ont permis de différencier l'exposition des matériels destinés au Grand Public des usagers, de celle des pièces détachées destinées aux Constructeurs et Techniciens. Il groupait alors une quarantaine de stands pour une durée de trois jours dans les salles du Musée Pédagogique, rue Las Cases à Paris.

De 1935 à 1948, le Salon se déroula annuellement dans la Maison de la Chimie, à l'exception des années de guerre.

A partir de 1949, le Salon se transporta au Parc des Expositions de la Porte de Versailles et sa durée fut portée à quatre jours.

En 1958, le Salon devint International et réunit 280 Exposants Français et 40 Exposants Etrangers. Sa durée a été portée à six jours.

Le Salon de 1965 groupait 859 exposants, on peut penser que celui de 1966 accueillera près de 900 Sociétés. La Commission d'Admission, sévèrement limitée par la place disponible, ne sera pas en mesure de satisfaire toutes les demandes et peu d'exposants nouveaux pourront trouver place auprès de leurs collègues. Au cours des huit dernières années, le nombre total des exposants a déjà triplé.

Le salon comprend :

— une section générale. A, pour l'ensemble des pièces détachées passives et cinq sections spécialisées :

— une section tube - B

— une section semiconducteurs - C

— une section mesure - M

— une section relais - R

— une section de matériaux à usage électronique - Z

La section Electroacoustique a été, en 1965, disjointe pour

former le Premier Salon International de l'Electroacoustique, ouvert aux mêmes dates et jumelé avec le Salon des Composants.

Le caractère international du Salon est affirmé par la présence d'un grand nombre d'exposants étrangers appartenant à une vingtaine de pays et formant la moitié des exposants du Salon.

Le nombre des visiteurs étrangers du Salon, en constante progression, constitue désormais un très important pourcentage du nombre total des visiteurs (14 % en 1965). 68 pays ont envoyé des visiteurs au Salon.

L'accès du Salon est limité aux Professionnels de l'Electronique, aux porteurs de cartes d'invitation et aux Etrangers, sur justification de leur nationalité ; l'entrée en est gratuite.

COLLOQUE INTERNATIONAL ÉLABORATION ET EMPLOI DES MATÉRIAUX RÉSISTANTS POUR LES APPLICATIONS SPATIALES

Paris, 7 au 11 février 1966

Le CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES organise à Paris du 7 au 11 février 1966 un colloque international consacré aux problèmes des Matériaux résistants pour les applications spatiales (lanceurs et capsules).

Ce colloque, placé sous la Direction scientifique de M. l'Ingénieur en Chef de l'Air, H. de L'ESTOILE, Directeur du Centre de Prospective et d'Evaluations, Professeur à l'E.N.S.A., s'adresse aux ingénieurs et spécialistes du niveau « Doctorat » ou « Master of Sciences ».

Des conférenciers européens et américains traiteront les divers problèmes que pose l'élaboration des matériaux résistants pour les applications spatiales, en particulier ceux se rapportant aux :

— Métaux réfractaires (cas particulier du niobium) ;

— Matériaux réfractaires pour tuyères ;

— Matériaux composites ;

— Matériaux plastiques thermorésistants ;

— Matériaux pour capsules spatiales.

Les séances se tiendront dans la salle de conférences du CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE, 15, quai Anatole-France, Paris-7e.

Une traduction simultanée français-anglais et anglais-français sera assurée.

Les personnes désirant assister à ces journées d'études doivent adresser leur demande d'inscription, *avant le* 15 *janvier* 1966, au C.N.E.S., Division des Relations Universitaires, 129 rue de l'Université, Paris-7e.

Aucun droit d'inscription n'est exigé. Le nombre des participants est limité.

COLLOQUE INTER-UNIONS SUR LA PHYSIQUE DES PHÉNOMÈNES SOLEIL-TERRE

Belgrade 29 août - 2 septembre 1966

L'Union radio scientifique internationale (URSI), l'Union géodésique et géophysique internationale (UGGI), l'Union astronomique internationale (UAI) et le Comité international pour les recherches spatiales (COSPAR) organisent en commun un Colloque sur la Physique des Phénomènes Soleil-Terre. Ce Colloque se tiendra à Belgrade du 29 août au 2 septembre 1966.

L'accès au Colloque est ouvert à tous les chercheurs intéressés, qu'ils soient ou non membres de l'une des Unions organisatrices.

Les principaux sujets qui seront traités au cours de ce Colloque sont mentionnés ci-dessous :

— les émissions de particules solaires et les champs magnétiques interplanétaires,

— l'interaction du plasma solaire avec le champ géomagnétique,

— les particules énergétiques chargées dans la magnétosphère,

— La température des particules neutres et chargées dans l'ionosphère et la magnétosphère.

Des communications spécialement sollicitées, se rapportant aux différents sujets à discuter lors du Colloque, seront présentées par les personnalités suivantes : J.W. DUNGEY, J.V. EVANS, K.I. GRINGAUZ, V.A. KRASSOVSKY, R. LUST, N.F. NESS, T. OBAYASHI, B.J. O'BRIEN, E.N. PARKER et V.A. TROITSKAYA.

Les autres chercheurs désirant présenter une communication sont priés d'envoyer *au plus tard le 31 mai 1966*, deux exemplaires du résumé de cette communication (300 mots au plus) au Secrétaire du Comité (Dr J.W. KING, Radio and Space Research Station, Ditton Park, Slough, Bucks., England). Seules les communications sélectionnées par le Comité du Programme seront présentées à Belgrade.

Des renseignements concernant l'organisation du Colloque peuvent être obtenus auprès du Président du Comité Organisateur (Dr Ing. D. BAJIC, URSI Belgrade Symposium Committee, P.O. Box 356, Belgrade, Yougoslavie).

Les frais d'inscription qui s'élèvent à 12 dollars USA comprennent le volume contenant les résumés des communications sélectionnées par le Comité et qui sera distribué au début du Colloque.

ILMAC 1966

Bâle 17-22 novembre 1966

Le 3e Salon international de la technique de laboratoire, de la technique de mesure et de l'automatique en chimie qui aurait dû avoir lieu en 1965 selon l'ordre de roulement qui avait été fixé à trois ans, a dû être retardé d'une année, eu égard aux manifestations poursuivant le même but dans d'autres pays. Il se tiendra du 17 au 22 octobre 1966 à Bâle.

Le délai d'inscription pour les exposants est fixé au 31 janvier 1966.

L'ILMAC 1962 a vu la participation de 428 exposants en provenance de 12 pays et a reçu la visite de 20 000 personnes.

A l'instar des manifestations de 1959 et 1962, l'ILMAC 1966 s'accompagnera de conférences spécialisées, dont le programme sera encore notablement enrichi par la participation de plusieurs autres associations professionnelles.

L'organisation de l'ILMAC est assurée par l'Association suisse des chimistes, à Zurich, avec la collaboration de la Foire Suisse d'Echantillons, de Bâle.

Pour plus amples renseignements s'adresser au Secrétariat du Salon et du Congrès, CH-4000, Bâle 21, Suisse.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

UN CYCLOTRON, ÉTUDIÉ PAR LA CSF, VA ÉQUIPER L'UNIVERSITÉ DE MARYLAND, AUX U.S.A.

Dans le cadre de leurs récents accords, la CSF et la RAYTHEON Cy, de Lexington, Massachusetts, ont été choisies par l'Université de Maryland pour étudier et construire un cyclotron destiné à ses recherches nucléaires. La réalisation de cet accélérateur circulaire, baptisé MUSIC (Maryland University Sectored Isochronous Cyclotron), fait l'objet d'un contrat de 3 millions de dollars.

CSF, qui construit actuellement un cyclotron similaire pour l'Université de Grenoble, sera responsable de la conception et de l'engineering, Raytheon de la fabrication et de l'installation de cette machine. Ce projet bénéficiera donc de l'expérience que CSF a accumulée en réalisant nombre d'accélérateurs linéaires pour différents laboratoires européens, ainsi que de celle de Raytheon dans les composants.

A son achèvement, prévu pour 1968, le cyclotron MUSIC sera en mesure de fournir des protons ayant une énergie maximale supérieure à 100 millions d'électrons-volts. Il se trouvera ainsi à l'avant-garde mondiale pour les recherches fondamen-

tales sur la connaissance du noyau atomique. De par sa conception, il pourra accélérer plusieurs types de particules et faire varier leur énergie de sortie dans un rapport étendu.

Le Professeur H. HOLMGREN, directeur du projet cyclotron pour l'Université de Maryland estime que cette nouvelle installation permettra le développement d'un programme substantiel de recherches dans la physique des structures nucléaires, la chimie nucléaire et autres.

Le Dr H. LEBOUTET, Directeur du Département Hautes Energies de CSF, assure la Direction Technique du programme dont l'administration d'ensemble est confiée au Dr H. SCHARFMAN, Directeur du Groupe accélérateurs de Raytheon. Dans les laboratoires de Corbeville, le travail a déjà commencé avec les équipes de Raytheon et de l'Université de Maryland.

INSTALLATION EN BELGIQUE D'UNE CHAMBRE DE SIMULATION SPATIALE

En Belgique, les laboratoires d'Anvers de la BELL TELEPHON MFG Co viennent de recevoir leur premier équipement de simulation spatiale : une chambre de simulation pour l'essai de composants et de sous-ensembles d'engins spatiaux, réalisée et installée par la Société Générale du Vide (SOGEV), filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON.

Equipée d'un écran cryogénique refroidi à l'azote liquide, cette chambre est destinée à effectuer, sous des pressions très réduites, des essais combinés de résistance à la chaleur et au froid des équipements électroniques embarqués. Les températures extrêmes qui peuvent être obtenues sont de — 100 °C et + 200 °C sous une pression limite de 3.10^{-9} torr. Un dispositif automatique assure en outre une régulation précise de la température entre — 50 °C et + 100 °C. Des hublots ont été prévus soit pour l'observation du matériel en cours d'essai, soit pour permettre l'adjonction d'un système de simulation du rayonnement solaire.

Parmi les essais de fiabilité de composants et sous-ensembles qui seront effectués à l'aide de cette installation, figurent, en particulier, ceux qui sont destinés à la mise au point du satellite ESRO I qui sera le premier satellite mis sur orbite par le CENTRE EUROPÉEN DE RECHERCHE SPATIALE.

LE RADIOTÉLESCOPE DE GREEN BANK A L'ÉCOUTE DE L'ESPACE

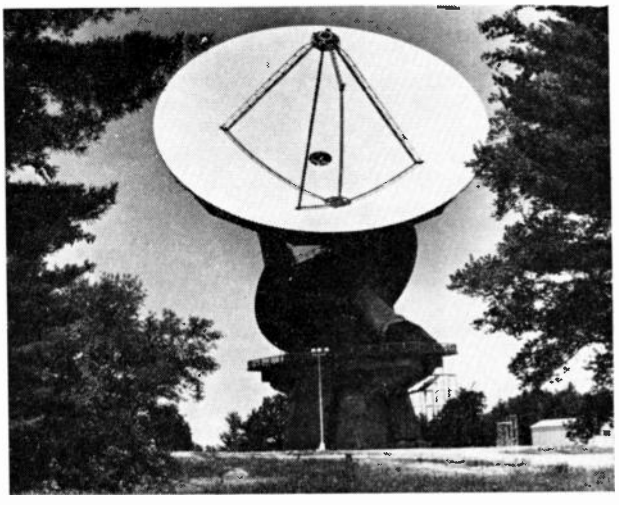
Une des principales missions du nouveau radio-télescope géant de Green Bank (Virginie) sera d'étudier la rotation de la Voie Lactée et sa structure en spirale.

Cet appareil — dont la construction avait commencé en 1955 et qui est entré en activité en octobre 1965 — est le plus précis du monde pour la recherche et la détermination des radio-sources de l'espace sidéral. Il peut être orienté à 3/1 000 de degré près et résiste à des vents de 25 km/h. Cette précision permet de capter des signaux de moins de 2 cm d'amplitude, alors que le célèbre radio-télescope de Jodrell Bank s'arrête à 20 cm et celui de Parkes en Australie à 6 cm.

Les premières observations de cette oreille géante ont permis aux radio-astronomes américains de vérifier les prévisions de leurs collègues russes qui supposaient, en 1959, que les gaz d'hydrogène « excités » devaient apparaître sous forme de lignes brillantes sur un radio-spectromètre au niveau de la fréquence de 5 000 MHz. Il en résulte que les spécialistes pourront maintenant détecter tous les signaux radio émis par les nébuleuses de la Voie Lactée et pourront calculer leurs densités et leurs températures.

Les caractéristiques de l'appareil — dont les organes essentiels ont été fournis par WESTINGHOUSE ELECTRIC — sont à l'échelle de ses étonnantes capacités. La base du télescope (5 700 tonnes de béton et 170 tonnes d'acier) supporte une partie mobile, qui atteint 100 m de hauteur, pèse 2 600 tonnes et comprend un miroir d'aluminium de 160 tonnes et de 46 m de diamètre, il est monté sur une armature de 210 tonnes.

Les difficultés de construction ont été telles que l'observatoire n'a pu être terminé qu'en 10 ans (au lieu des 5 ans estimés initialement) et a coûté presque le triple de la prévision.



Les techniciens de Westinghouse considèrent qu'il s'agit sans doute du dernier radio-télescope qui puisse être raisonnablement installé dans une zone normale ; les appareils de demain devront, en effet, être construits dans des îles isolées ou à la limite des continents arctique et antarctique, à l'abri de toute perturbation sonore.

PREMIER PROGRAMME COULEUR SECAM TRANSMIS PAR MOLNYA I DE MOSCOU A PARIS

La Télévision Soviétique et l'ORTF ont inauguré, mardi 30 novembre 1965, les liaisons de télévision en couleurs SECAM par la transmission de Moscou à Paris d'un premier programme officiel.

Emis dans les studios « couleur » du Centre de Télévision de Moscou, ce programme était transmis par un Centre spécialisé de transmissions spatiales au satellite russe MOLNYA I dont les signaux, reçus à la station de Pleumeur-Bodou, étaient dirigés par faisceau hertzien sur le Centre nodal ORTF des Buttes-Chaumont, puis au Centre de contrôle « couleur » ORTF d'Issy-les-Moulineaux d'où ils repartaient, toujours par voie hertzienne, d'une part sur l'émetteur 2,5 kW des Buttes-Chaumont et d'autre part sur la Maison de la Radio où les récepteurs SECAM étaient installés.

Les images étaient remarquables de finesse et de stabilité.

Le programme a débuté à 10 h 30 (heure de Paris) et s'est achevé à 11 h 25.

Cette « première » était donnée en présence de son Excellence M. V. ZORINE, Ambassadeur d'URSS en France et de plusieurs Conseillers de l'Ambassade, ainsi que de M. V. KOUZINE, Chef de la délégation technique soviétique. Le Gouvernement français était représenté par M. A. PEYREFITTE, M. J. MARETTE, M. M. MAURICE-BOKANOVSKY et M. Y. BOURGES.

M. W. d'ORMESSON, Président du Conseil d'Administration de l'ORTF, M. J. BERNARD-DUPONT, Directeur Général et M. Cl. MERCIER, Directeur des Services Techniques, recevaient les invités au Studio 103.

Il est à noter que le satellite MOLNYA I est équipé d'un émetteur de 40 W à large bande, alors que les satellites américains ont une puissance plus faible et une bande étroite. D'autres transmissions, analogues, sont prévues entre les deux capitales et notamment de Paris vers Moscou.

Cette démonstration, en avance sur les délais prévus, fait suite à quatre transmissions à grande distance, également spectaculaires : Paris-Londres en septembre (par faisceaux hertziens et radiation directe à travers la Manche), Paris-Alger en octobre (par liaison troposphérique avec relais aux Baléares) et en novembre, par faisceaux hertziens, Paris-Belgrade et Paris-Madrid. La longueur des programmes de cette dernière démonstration, par la finesse des images et l'immuable vérité des couleurs, a laissé aux nombreux techniciens et aux hautes personnalités qui les ont vus, le sentiment d'une perfection jamais encore obtenue.

Le SECAM a ainsi montré qu'il pouvait se satisfaire de tous les moyens fondamentaux de transmission actuels, sans éluder aucune de leurs difficultés, sans les modifier et sans nécessiter de longues et fastidieuses manipulations préalables.

LA FACULTÉ DE MÉDECINE ET DE PHARMACIE DE LILLE ÉQUIPÉE EN TÉLÉVISION EN CIRCUIT FERMÉ

Une importante installation de télévision en circuit fermé équipe désormais la Faculté de Médecine et de Pharmacie de Lille.

Le 13 novembre, au cours d'une réception à laquelle assistaient des personnalités françaises et belges, le Professeur WAREMBOURG, Doyen de la Faculté, a présenté cette installation conçue et réalisée par THOMSON TÉLÉ-INDUSTRIE.

Une démonstration de cours télévisé a tout d'abord été faite, avec projection sur grand écran. La prise de vue était assurée au moyen d'une caméra et d'un télélecteur de documents : ce dernier appareil permet la projection immédiate de tous documents tels que planches et schémas.

Ensuite eurent lieu, dans les mêmes conditions, la transmission en direct, depuis l'Hôpital Régional, d'une opération chirurgicale, puis une démonstration de télémicroscopie, procédé qui consiste à reproduire sur l'écran d'un récepteur ou à projeter sur grand écran l'image obtenue à l'aide d'un microscope.

Les images de l'intervention chirurgicale, enregistrées sur magnétoscope-couleurs, furent ensuite restituées en différé, comme il est possible de le faire pour les besoins de l'enseignement et de la recherche.

La télévision en circuit fermé permet, grâce au couplage des salles de cours et aux liaisons avec les laboratoires et les salles d'opérations, d'étendre l'audience d'un professeur et de faire profiter un plus grand nombre d'étudiants d'une expérience donnée. Elle est également devenue un instrument essentiel d'exploitation des grands amphithéâtres, dont les dimensions rendent parfois difficile leur utilisation selon les méthodes traditionnelles.

Dans le seul domaine de l'enseignement médical, THOMSON TÉLÉ-INDUSTRIE a déjà équipé plusieurs grands Centres Hospitaliers Universitaires parisiens (Cochin, Saint-Antoine, Tenon, Salpêtrière) et belges, ainsi que diverses Facultés de médecine, dont celles de Paris et de Strasbourg.

LIAISONS PAR CABLES HERTZIENS FRANÇAIS EN ARGENTINE

L'Organisme gouvernemental argentin ENTEL — correspondant aux PTT français — vient de confier à la CSF et à la General Telephone américaine le soin d'équiper un nouveau réseau de télécommunications desservant les localités importantes du sud argentin. Ce réseau se greffe sur l'infrastructure en cours d'achèvement pour l'exploitation des polyducs pétroliers construits dans la région.

Les matériels commandés à la CSF pour établir les différentes « bretelles » prévues, sont des faisceaux hertziens FH 631 à 6 voies et FH 661 à 300 voies. Ces équipements sont entièrement transistorisés et disposent d'une alimentation autonome. Leur technologie a permis d'obtenir une très grande sécurité d'exploitation ; les dispositifs de télécommande et de télésignalisation automatique réduisent notablement les besoins en personnel qualifié.

Rappelons qu'en 1963, CSF a installé le réseau de télécommunications nord de l'Argentine dont l'artère principale s'étend sur près de 1 800 km, ce qui représente la plus longue liaison par câble hertzien d'Amérique latine et l'une des plus étendues du monde.

ANTENNES POUR USAGE AÉROSPATIAL

La Société S.T.A.R.E.C. annonce la conclusion d'un important contrat de fourniture d'antennes et de multicoupleurs d'antennes pour la République Fédérale Allemande ; après les succès obtenu par cette Société dans le domaine de l'espace : étude du réseau DIANE pour l'E.S.R.O., antennes du lanceur ELDO (2e et 3e étage), fournitures de série pour les engins téléguidés, cette importante commande consacre la vocation européenne de la S.T.A.R.E.C. dans le domaine des antennes professionnelles à usage aérospatial.

LE CALCULATEUR DE LA CENTRALE EDF 4

L'ELECTRICITÉ DE FRANCE, vient de passer commande à la CAE — Compagnie européenne d'Automatisme Electronique, 78-Les Clayes-sous-Bois — d'un système de traitement de l'information et commande automatique pour la Centrale Nucléaire EDF 4, en cours de construction à Saint-Laurent-des-Eaux.

Dernière née des centrales nucléaires françaises, elle bénéficie de l'expérience acquise avec les centrales EDF-1, EDF-2, EDF-3, EL-4, et sur un certain nombre de réacteurs du COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE, déjà dotée de systèmes de traitement centralisé des informations.

En plus des fonctions désormais classiques dans ces centrales : surveillance et enregistrement des grandeurs, système automatique de détection de rupture de gaine, calculs liés à l'exploitation, le calculateur prendra en charge la commande automatique des démarrages, des arrêts et de tous les changements de régime, tenant compte pour chaque décision de la configuration générale de la Centrale, à l'instant considéré.

Cette action agit dans le sens de la sécurité, car elle permet de réaliser très rapidement un grand nombre d'opérations complexes qui, manuellement, pourraient conduire à de fausses manœuvres.

Pour assumer ces fonctions, l'ELECTRICITÉ DE FRANCE a choisi un système de traitement d'informations constitué essentiellement d'un calculateur C 90-40, d'une mémoire de très grande capacité (tambour et ruban magnétique), d'un dispositif de scrutation, et d'un codeur analogique-numérique. Ces organes essentiels sont d'ailleurs doublés, apportant ainsi une sécurité quasi absolue de fonctionnement ininterrompu.

Pour illustrer le volume d'informations et la cadence de scrutation, nous rappellerons que le nombre global d'informations de toute nature, s'élève à plus de 5 000, dont certaines doivent être explorées à la cadence de près de 50 000 par seconde.

L'utilisation d'un système de traitement de l'information permettra, non seulement une surveillance particulièrement sûre des paramètres de la Centrale, mais encore une exploitation aisée de la part des opérateurs, libérés de toutes les tâches de routine.

Enfin, ce système, grâce à la masse très importante d'informations qu'il pourra recueillir, permettra d'améliorer la connaissance des processus mis en jeu.

Rappelons que, dans le domaine nucléaire et celui de l'énergie électrique, les calculateurs numériques industriels de la CAE ont déjà reçus un nombre important d'applications, notamment dans les centrales de Saint-Ouen I, Saint-Ouen II, EDF-1, EDF-2, EDF-3 de Chinon, EL-4 des Monts d'Arrée, sur les réacteurs CABRI et RAPSODIE, ainsi que dans le domaine de la physique nucléaire.

LA FRANCE COMMANDE A WESTINGHOUSE UN LASER A RUBIS DE 1 MILLION DE kW

La WESTINGHOUSE ELECTRTC INTERNATIONAL Cy annonce qu'elle vient de recevoir du service de la recherche de base du Ministère de la Défense Nationale français un laser à rubis géant d'un million de kilowatts d'impulsion de sortie, capable de volatiliser les matériaux aussi résistants que l'acier.

Ce laser sera utilisé par la Direction des Recherches et Moyens d'Essais pour la recherche sur les matériaux, les décharges dans les gaz et la formation de plasmas.

La livraison en est prévue au début de 1966 par le Centre de la Défense et de l'Espace de la Westinghouse, à Baltimore, Maryland, U.S.A.

Dès 1963, un laser à rubis de cette puissance était fourni au gouvernement des Etats-Unis, mais il n'a fonctionné, en fait, à pleine puissance qu'en 1965.

BULL GENERAL ELECTRIC ÉQUIPÉ EN « PENTACONTA »

Le central téléphonique du siège de la COMPAGNIE BULL GENERAL ELECTRIC, 94, avenue Gambetta, à Paris, vient d'être mis en service par la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, 251 rue de Vaugirard, Paris-15e.

C'est le premier central téléphonique privé de France par l'importance des équipements installés au départ ; il est réalisé en téléphonie automatique crossbar « Pentaconta », créé et mis au point par la C.G.C.T. Il peut être relié au réseau téléphonique par 150 lignes, lesquelles peuvent desservir 2 500 postes intérieurs, ce qui correspond au central téléphonique d'une ville de l'importance d'Albi.

Le central de l'avenue Gambetta a été doté d'un système de liaison inter-automatique le reliant aux usines BULL GENERAL ELECTRIC de Saint-Ouen et de Bobigny, au magasin d'exposition de la Boétie et à l'Ecole d'application commerciale de la rue des Vinaigriers. Ces quatre centres sont eux-mêmes équipés de centraux téléphoniques privés Pentaconta.

La C.G.C.T. avait déjà, en octobre 1964, mis en service le central Pentaconta à la nouvelle usine de « BULL GENERAL ELECTRIC » à Angers.

DÉMONSTRATION DE TECHNIQUES ITT DE TRANSMISSION DE DONNÉES A LA COMMISSION A DU CCITT A BRUXELLES

Le Comité Consultatif International de Téléphonie et de Télégraphie (CCITT) qui s'est réuni à Bruxelles du 22 novembre au 3 décembre 1965 a désigné une commission chargée d'étudier les techniques de transmission de données dans le cadre d'une coopération internationale.

Au cours de ces journées d'études, l'ITT a présenté ses plus récentes découvertes dans ce domaine :

— Un système de transmission adapté aux capacités actuelles des lignes téléphoniques existantes (150 caractères par seconde). Ce système qui comporte un dispositif de détection et de correction d'erreurs a été montré en fonctionnement et a relié Madrid (où avait lieu le 2e Congrès International des Télécommunications), Bruxelles et le siège de l'ITT à New York.

— Le système « IDAST » dont la technique consiste à utiliser les silences d'une conversation téléphonique pour envoyer des signaux codés. L'avantage de ce système qui procure une meilleure utilisation des lignes est particulièrement intéressant pour les communications à grandes distances dont le prix est élevé. Il a été présenté sous la forme étudiée par l'ITT pour être utilisé par la Pan American World Airways.

— Le système VIDEX qui assure, par fil ou par radio, la transmission d'images fixes et qui, via « Early Bird », a permis de fournir aux téléspectateurs les premières vues des cosmonautes COOPER et CONRAD après leur amerrissage. Cette même technique est appliquée couramment dans les banques pour la vérification des signatures sur les chèques et toutes opérations courantes. Le système VIDEX a été présenté en fonctionnement sur une liaison entre Bruxelles et New York.

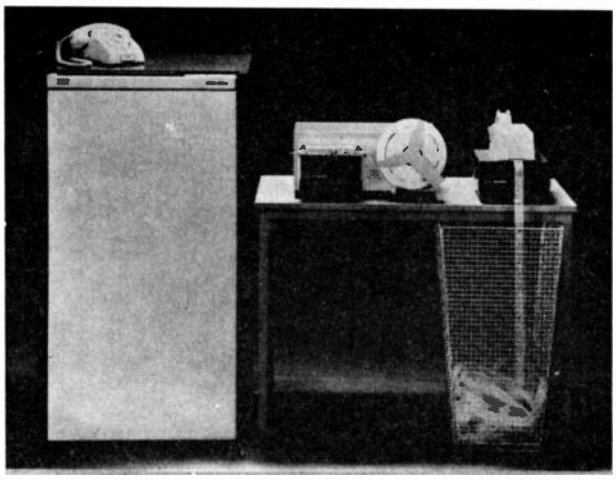
— Le télé-imprimeur ITT LO 2 000 dont la vitesse maximale est de 240 caractères par seconde et qui a été employé dans la transmission de données au cours des liaisons transatlantiques via « Early Bird ». Il a été présenté en liaison internationale (Pforzheim-Bruxelles).

En France ITT est représenté par la Société Le Matériel Téléphonique, 46, quai Alphonse-Le Gallo, 92-Boulogne-Billancourt, qui a à sa disposition toutes les techniques indiquées ci-dessus.

DÉMONSTRATION DE TRANSMISSION DE DONNÉES PAR LE RAPIDATA « A »

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques — C.G.C.T. — et le Centre Français de Recherche Opérationnelle — C.F.R.O. — ont présenté, fin novembre, le système RAPIDATA « A » en fonctionnement sur une transmission de données entre le Siège de la C.G.C.T., rue de Vaugirard, et le Centre d'Automatisation du Gaz de France, à Clichy, par le moyen d'une ligne téléphonique ordinaire traversant le réseau téléphonique de Paris. La mise en liaison se fait par la procédure normale qu'utilisent les abonnés, c'est-à-dire l'appel au cadran.

La communication, comme les communications verbales, était acheminée à travers les différents centraux du réseau de Paris. Cela implique la possibilité d'interférences dues au fonctionnement des appareils de commutation automatique. Ces interférences, généralement de très courte durée, ne sont pas perceptibles par l'abonné au cours d'une conversation mais risquent de provoquer une impulsion susceptible d'être interprétée comme une impulsion élémentaire d'un code et de provoquer une erreur.



Equipement de transmission de données Rapidata « A » avec perforateur et lecteur de bandes

Lorsque les données transmises doivent être traitées par un calculateur, il est nécessaire qu'elles soient exactes. Le RAPIDATA « A » comporte un dispositif automatique de détection et de correction des erreurs. Ce dispositif, combinant la détection analogique avec la détection numérique, a été mis au point à la suite d'une longue série d'essais. Très efficace, même dans le cas d'une ligne téléphonique de qualité médiocre, il permet une grande sécurité de transmission : moins d'un caractère faux sur dix millions de caractères transmis.

La détection d'une erreur provoque la répétition du groupe de caractères transmis sans que la répétition apparaisse sur la bande de destination qui constitue ce qu'on peut appeler une bande « propre ».

En raison de la vitesse de défilement de la bande (de l'ordre de 3,30 m/s), les données sont enregistrées à l'avance sur bandes perforées, généralement sous-produits des machines comptables (facturières, etc.).

Le RAPIDATA « A » permet la transmission des données, pratiquement sans limitation de distance. Il est possible de considérer, par exemple, le rassemblement à un siège social des données émanant des différents centres de province et inversement, de diffuser, en retour, le résultat du traitement de ces données.

Pour illustrer les conditions de fonctionnement du RAPIDATA « A », un équipement flexowriter de la Compagnie FRIDEN a été utilisé pour mettre en clair les différentes bandes perforées, émises ou reçues, au cours de la démonstration.

Nos lecteurs pourront se reporter avec fruit à l'article de MM. GOUDET et GIRINSKY sur la transmission de données numériques, la détection et la correction des erreurs, paru dans l'*Onde Electrique* de mai 1965, p. 589.

CARNET DES SOCIÉTÉS

DISTINCTION

M. R. WARNECKE, Directeur Scientifique de la CSF, vient d'être élu Membre Correspondant de l'Académie des Sciences.

Cette haute distinction vient honorer une personnalité dont la réputation internationale n'est plus à faire et le Bureau de la SFER lui adresse ses plus vives félicitations au nom de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Membre de la Société Française de Physique, de la Société Française des Electriciens et de la Société Française des Radioélectriciens et des Electroniciens, Docteur honoris causa du Polytechnic Institute of Brooklyn, ancien Président et Membre du Comité d'Honneur de la Société des Ingénieurs et Techniciens du Vide, M. WARNECKE est aussi titulaire du Prix Ancel de la Société Française des Electriciens (1933), du Prix Henri Becquerel de l'Académie des Sciences (1945), de la Médaille Blondel (1951), du Prix d'Aumale de l'Académie des Sciences (1952), du Prix « Morris Liebmann » de l'Institute of Radio Engineers (distinction qu'il est le seul Français à posséder) (1954), et de la Médaille Bourdon (1960) et du Grand Prix (1964) de la Société d'Encouragement pour l'Industrie Nationale.

VISITE DU CENTRE DES TECHNIQUES NUCLÉAIRES THOMSON-HOUSTON A CHATOU

Le Centre des Techniques Nucléaires de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, à Chatou, a été récemment visité par Monsieur Yvon BOURGES, Secrétaire d'Etat auprès du Premier Ministre, chargé de la Recherche Scientifique et des questions atomiques et spatiales.

Au cours de cette visite, il a été présenté entre autres, le séparateur électro-magnétique d'isotopes MUSE dont les résultats semblent actuellement supérieurs aux meilleures performances étrangères, ainsi que la première bobine supraconductrice utilisant un alliage de NIOBIUM-TITANE élaborée par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON. Ce supraconducteur offre de nouvelles possibilités de recherche aux laboratoires français.

CGCT A L'EXPOSITION DES TECHNIQUES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS DE MADRID

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques — C.G.C.T. — a exposé à Madrid pendant le IIe Congrès International des Techniques de Télécommunications du 15 au 17 novembre, une maquette de son système électronique de taxation des communications téléphoniques, au stand de son associée espagnole, la Standard Electrica de Madrid.

La Standard Electrica présentait également tous les matériels et équipements de télécommunications de l'ensemble des compagnies de l'International Telephone and Telegraph Corporation — ITT — au nombre desquels les visiteurs ont pu voir le système de téléphonie automatique « crossbar » Pentaconta, mis au point par la C.G.C.T.

Les centraux téléphoniques Pentaconta, exportés dans plus de 60 pays du monde, constituent l'ossature du plan de modernisation du réseau téléphonique espagnol. Ils sont fabriqués en Espagne par la Standard Electrica dans ses usines de Villas verde (Madrid) et Maliaño (Santander) qui occupent près de 15 000 personnes.

BIBLIOGRAPHIE

Localisation des satellites basée sur le principe de l'interféromètre radioélectrique, par G. NACHSZUNOW, *Ingénieur Radioélectricien de l'Institut Polytechnique de Grenoble, Licencié ès Sciences.*

Cet ouvrage est le premier de sept volumes qui traitent des *divers systèmes de localisation de satellites, de télémesures et de télécommunications à l'aide de satellites.*

Ce premier volume est consacré à la localisation basée sur le principe de l'interféromètre radioélectrique.

Le but poursuivi est double : donner un exposé théorique des principaux circuits électriques nécessaires à la construction d'un interféromètre (première partie) ; décrire en détail la réalisation pratique de cet interféromètre, à savoir les systèmes *Minitrack Mark I, Minitrack Mark II* et le réseau français *Diane* (deuxième partie).

La première partie actuellement parue comprend neuf chapitres :

1. Utilisation pratique des satellites dans les domaines scientifique et militaire et dans celui des télécommunications.

2. Théorie des antennes individuelles et des antennes groupées en réseau (ondes métriques) ; son application dans la construction de l'interféromètre.

3. Conditions imposées aux réseaux d'antennes de l'interféromètre.

4. Signal utile reçu et conditions de cette réception — bruits provenant de l'antenne et du récepteur — procédés pour diminuer ces bruits — méthode de mesure des bruits.

5. Référence de temps : horloge à quartz, utilisée dans l'interféromètre *Minitrack ;* horloges atomiques, basées sur le principe du *maser* et du *laser* et utilisées dans les stations centrales.

6. Notions élémentaires d'astronomie.

7. Utilisation des radioastres pour l'étalonnage des stations de localisation des satellites.

8. L'interféromètre : sensibilité, disposition des réseaux d'antennes, détermination des positions angulaires à partir des courbes de déphasage, facteurs limitant la précision de l'interféromètre, principes des systèmes *Minitrack Mark I* et *Minitrack Mark II.*

9. Satellites et fusées porteuses lancés depuis *Spoutnik I.*

(Ce chapitre a été disjoint de l'ouvrage et édité à part ; voir ci-dessous).

W. Nachszunow, 8, allée du Dr-Dupeyroux, Créteil (Seine), éditeur, 1965. Un volume relié de 560 pages 16 × 25 avec 91 figures, 60 exemples pratiques et 128 références bibliographiques. Prix 45 F.

Satellites et Fusées Porteuses lancés depuis Spoutnik 1 et principaux programmes en cours, par G. NACHSZUNOW, *Ingénieur Radioélectricien de l'Institut Polytechnique de Grenoble, Licencié ès Sciences.*

Le titre de cet ouvrage se passe de tout commentaire, il s'agit de la Synthèse la plus récente et la plus complète qui existe à l'heure actuelle des satellites et fusées porteuses lancés depuis Spoutnik 1 — leurs caractéristiques, équipements de bord, expériences effectuées et résultats obtenus. Elle va, en effet, du 4 octobre 1957 au 20 juin 1965. Elle est suivie des principaux programmes en cours.

W. Nachszunow, 8, allée du Dr-Dupeyroux, Créteil (Seine). Editeur, 1965. Un volume relié de 136 pages 16 × 25. Prix : 25 F.

WRH

Les Semiconducteurs.

La Direction de LA RADIOTECHNIQUE, compte tenu de l'absence d'ouvrages traitant de manière *pratique* de l'utilisation des transistors en télévision, a demandé aux ingénieurs les plus qualifiés des disciplines en cause, et à son Service de Formation, d'entreprendre la mise au point du cycle d'enseignement correspondant.

Partant des notions fondamentales de physique du solide et de la description de l'effet transistor, pour passer ensuite à l'étude détaillée de la transistorisation des divers circuits d'un téléviseur, les auteurs ont volontairement fait un usage aussi limité que possible des développements mathématiques, pour insister sur les aspects physiques des phénomènes et leurs représentations graphiques. Par sa présentation claire et par la présence de très nombreuses figures toujours en regard du texte correspondant, cet ouvrage doit répondre aux besoins des ingénieurs et techniciens aussi bien qu'à ceux des élèves des Établissements d'enseignement, à la fois comme instrument pédagogique et comme outil de travail.

Il est, pour des raisons pratiques, divisé en deux livres :

Livre I : Notions physiques sur les semiconducteurs.

Livre II : Le transistor en télévision.

LA RADIOTECHNIQUE *a* ainsi apporté à l'enseignement des semiconducteurs une contribution utile par la publication d'un ouvrage traitant d'un sujet encore neuf, et dont la mise au point a bénéficié de l'expérience acquise à l'occasion de la formation de ses propres ingénieurs et techniciens.

Pour le moment, seul le livre I est paru, en voici les têtes de chapitre :

Atome et Cristal ; Matériaux Semiconducteurs ; Vie des porteurs libres dans les Semiconducteurs ; Jonction P-N non polarisée extérieurement ; Jonction P-N polarisée extérieurement ; L'effet Transistor ; Schéma électrique équivalent au Transistor P-N-P.

LA RADIOTECHNIQUE (Enseignement et Moyens pédagogiques). Éditeur, 1965. Un volume de 325 pages 21 × 27 avec nombreuses figures en couleurs. Prix du livre I : 17,50 F.

PUBLICATIONS DE L'A.I.E.A.

PROCEEDINGS SERIES.

Radiochemical Methods of Analysis. Proceedings of a Symposium, Salzburg, 19 - 23 october 1964.

Vol. 1, broché 16 × 24, 436 pages avec figures. Prix 36 F.

Chemical effects of nuclear transformations. Proceedings of a Symposium, Vienna, 7 - 11 december 1964.

Vol. 1 broché 16 × 24, 444 pages avec figures. Prix 36 F.

Vol. 2 broché 16 × 24, 560 pages avec figures. Prix 44 F.

Assessment of Radioactivity in Man. Proceedings of a Symposium, Heidelberg, 11 - 16 May 1964.

Vol. II broché 16 × 24, 654 pages avec figures. Prix 52 F.

Radioisotopes in animal Nutrition and Physiology. Proceeding of a Symposium, Prague 23 - 27 novembre 1964.

Un vol. broché 16 × 24, 874 pages avec figures. Prix 36 F.

Plasma Physics. Lectures presented at a Seminar, Trieste, 5 - 31 october 1964.

Un vol. broché 16 × 24, 652 pages avec figures. Prix : 52 F.

Responsabilité Civile en matière de dommages nucléaires. Actes Officiels de la Conférence Internationale de Vienne, 29 avril - 19 mai 1963.

Un vol. broché 16 × 24, 548 pages. Prix : 40 F.

Du sémaphore au satellite. 1865-1965

Il s'agit d'un ouvrage de caractère historique qui retrace l'évolution des moyens de télécommunications depuis le début du télégraphe.

Rédigé dans un style journalistique et présenté sous une forme attrayante avec de nombreuses illustrations, cet ouvrage présente un réel intérêt pour les lecteurs des milieux les plus divers. En particulier, les jeunes générations y trouveront les enseignements d'un siècle de progrès technique et de coopération internationale dans un domaine des plus captivants et pourront y entrevoir les perspectives fascinantes qu'ouvrent les télécommunications à l'âge de l'espace.

Notons que cet ouvrage a été publié à l'occasion du centenaire de l'Union Internationale des Télécommunications (U.I.T.) dont la création résulte de la signature à Paris, le 17 mai 1865, de la première convention télégraphique internationale.

Un volume de 340 pages 22,5×28 avec de nombreuses illustrations, en vente à l'U.I.T., place des Nations, 1211 Genève 20 (Suisse), au prix de 40 FS.

Disponible dans les langues française, anglaise et espagnole.

Cours moderne de calcul des probabilités, par A. KAUFMANN, *Professeur à l'Institut Supérieur d'Électronique de Paris.* Préface de J. VIEILLARD, *Directeur de l'Institut Supérieur d'Électronique de Paris.*

La théorie des probabilités dans les enseignements destinés aux ingénieurs et cadres ne cessant d'augmenter, il convient de mettre à leur disposition des ouvrages de plus en plus complets et rigoureux. Réaliser un compromis entre une rigueur nécessaire et une présentation pédagogique indispensable également est le double but que s'est donné l'auteur de cet ouvrage.

Le lecteur y trouvera les développements théoriques de base à partir des notions de l'algèbre moderne, une partie très importante consacrée aux modèles combinatoires, de nombreux chapitres où sont étudiées les principales lois de probabilité rencontrées par les ingénieurs et physiciens. Des développements particulièrement importants sont consacrés aux lois de probabilité à plusieurs variables et aux fonctions d'une ou plusieurs variables aléatoires. Chaque paragraphe est illustré par divers exemples et des exercices très variés. A signaler tout spécialement la place qui a été donnée aux concepts jouant un rôle important dans les théories physiques, dans la recherche opérationnelle, en statistique, dans les études de fiabilité, en génétique, etc.

L'auteur qui a déjà écrit une vingtaine de livres de mathématiques appliquées, seul ou en groupe, a été traduit dans de nombreuses langues étrangères. Ses ouvrages sont connus pour leur aspect pratique dans l'optique des activités habituelles des ingénieurs. Le « *Cours moderne de Calcul des probabilités* » recevra, très certainement, de leur part, le même accueil; il constitue un excellent ouvrage de recyclage pour les cadres supérieurs des entreprises.

Albin Michel, éditeur, 1965. Un volume de 464 pages 16×24, avec de nombreuses figures in-texte, cartonné pleine toile sous jaquette. Prix : 60 F.

Organisation et administration des laboratoires, par K. GUY, *Chef de laboratoire au Département de Chimie et de Génie chimique de l'Université de Natal.* Traduit et adapté de l'anglais par R. DAVID, *Agrégé de l'Université, Assistant à la Faculté des sciences de Paris.* Préface de M. CHATELET, *Professeur à la Faculté des sciences de Paris.*

Le livre de K. GUY, dont M. Régis DAVID a mené à bien la traduction française, est susceptible de rendre les plus grands services aux chimistes qui ont la charge d'équiper, de diriger ou de gérer un laboratoire de recherche, universitaire ou industriel.

En onze chapitres, l'auteur passe en revue tous les problèmes concernant l'organisation, puis le fonctionnement d'un laboratoire.

Les premiers chapitres concernent d'abord l'équipement fixe, puis la mise en place des appareils selon leurs conditions impératives de fonctionnement.

La partie suivante traite de l'approvisionnement et du stockage des produits, ainsi que de l'organisation et de la gestion des magasins, questions bien souvent négligées dans les laboratoires universitaires.

Enfin, il est traité, avec soin et détails, de la sécurité et des dangers dont il convient de se protéger : intoxications, explosions, incendie...

L'ouvrage est complété par un exposé des méthodes de classification des archives et de la documentation, et par quelques conseils sur le recrutement du personnel technique des laboratoires.

Parmi les personnes les plus directement intéressées par le livre de M. GUY, il convient de citer les professeurs de sciences des Facultés et des grandes Écoles techniques et les chefs de travaux pratiques, ainsi que les chercheurs et ingénieurs de l'industrie.

Eyrolles, éditeur, Paris, 1965. Un volume relié de 412 pages 16×25, 140 figures et photographies, 11 tableaux. Prix : 67 F.

Technologie des Réacteurs Nucléaires. Tome III. — Réacteurs nucléaires à uranium naturel et eau lourde, par Thomas REIS, *Professeur de Génie Nucléaire à l'École Spéciale des Travaux Publics et à l'École Supérieure des Ingénieurs de Barcelone (Espagne), Président-Directeur Général de la Société Pétrole-Chimie.* Avec la collaboration de P. DUMEZ, *Ingénieur du CNAM* ; L. FROHLY, *Ingénieur ESE* ; B. MILLIOT, *Ingénieur-Docteur* ; G. MILLOT, *Ingénieur ECP.*

Deux tomes sur la Technologie des réacteurs nucléaires ont déjà paru à la même librairie :

Tome I : *Matériaux,* par P. AGERON, A. BONALDI, M. GAUZIT et Th. REIS, (1959), relié 16×25, 570 pages, 142 figures. Prix : 69 F.

Tome II : *Réacteurs nucléaires à uranium naturel, graphite et gaz,* par Th. REIS, P. DUMEZ, L. FROHLY et B. MILLIOT (1963), relié 16×25, 406 pages, 106 figures, 61 tableaux, 10 planches de photos et 6 dépliants hors texte. Prix : 90 F.

Le troisième tome est consacré aux réacteurs à uranium naturel et eau lourde. L'optique de cet ouvrage est restée identique à celle du tome II : les auteurs se sont efforcés de rassembler un grand nombre de données disséminées dans des publications variées, et de les utiliser dans une présentation systématique des caractéristiques techniques.

La première partie — généralités — a été développée davantage que dans le cas des réacteurs à uranium naturel-graphite-gaz, étant donné le plus grand nombre de variantes possibles, notamment en ce qui concerne la réfrigération. Les problèmes économiques y ont été, par ailleurs, particulièrement approfondis.

La seconde partie est consacrée à la description détaillée de 15 réacteurs de recherche et 17 réacteurs de puissance. Sont envisagées, en dehors des types « classiques » de refroidissement, des techniques de conception plus récente comme le refroidissement par brouillard, vapeur, mélange eau lourde-eau ordinaire, etc.

La troisième partie effectue une comparaison récapitulative, sous forme de tableaux, de 16 réacteurs d'étude, de 15 réacteurs plutonigènes et de puissance, de 9 réacteurs industriels européens et de 4 types de réacteurs de conception récente d'une puissance de 450 MWel. Ces tableaux présentent un intérêt incontestable en groupant de façon claire et systématique tous les renseignements connus sur les réacteurs comparés.

Un appendice donne des renseignements complémentaires sur 7 projets de centrales ou prototypes de centrales nucléaires, sur 6 réacteurs de recherche à fins spéciales, et 17 réacteurs de recherche, puissants, à haut et moyen flux de neutrons.

Cet ouvrage sera certainement d'un grand intérêt pour ceux qui, spécialistes, travaillent dans le domaine de l'énergie nucléaire et pour ceux qui, non spécialistes, s'y intéressent. En effet, la mise au point systématique tentée par les auteurs se justifie par le gain de temps appréciable dont bénéficieront ceux qui veulent mieux connaître ces types de réacteurs ou rechercher des précisions numériques ou bibliographiques. Les ingénieurs penchés sur des problèmes de développement nouveaux y trouveront également des bases sérieuses de vérification et de comparaison.

Eyrolles, éditeur, 1965. Un volume relié de 452 pages 16×25, 97 figures, 8 pages de photographies hors texte et 69 tableaux. Prix : 90 F.

Tubes pour hyperfréquences. Travaux du 5e Congrès International, Paris, 14-18 septembre 1964.

Pour faire le point des connaissances acquises dans le domaine des Tubes pour Hyperfréquences, comparer leur expérience technologique et confronter leurs idées, les ingénieurs et les techniciens ayant contribué au développement de cette nouvelle discipline, avaient décidé en 1956 de se réunir régulièrement en Congrès. Ceux-ci eurent lieu successivement à Paris (1956), Londres (1958), Munich (1960), La Haye (1962), et c'est de nouveau la France qui eut l'honneur d'accueillir les congressistes en 1964.

Le cinquième Congrès international « Tubes pour hyperfréquences », placé sous le patronage de la Fédération nationale des industries électroniques (FNIE), fut organisé à Paris du 14 au 18 septembre 1964 par la Société française des électroniciens et des radioélectriciens (SFER) et par la Société française des ingénieurs et techniciens du vide (SFITV).

Il fut placé sous les auspices d'un Comité d'Honneur groupant d'éminentes personnalités appartenant aux académies scientifiques, aux universités, aux organismes de recherches, aux administrations et aux industries de l'électronique ; un Comité scientifique, réunissant des spécialistes de renom international dans le domaine des tubes pour hyperfréquences, fut chargé de la préparation scientifique du Congrès.

Comme il a été annoncé dans le compte-rendu établi par M. PICQUENDAR, président du Comité d'organisation du Congrès (cf. *Onde Électrique* d'avril 1965, pages 401 à 407) ce sont les Éditions Dunod qui ont été chargées de reproduire le texte des communications qui ont été présentées au cours du Congrès.

Les participants au Congrès, comme ceux qui n'ont pu y assister mais que ces questions intéressent, y trouveront une copieuse documentation et un instrument de travail parfaitement à jour.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume de 568 pages 21×30, avec 934 figures. Relié toile sous jaquette. Prix : 260 F.

L'ONDE ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

45e année — Volume XLV | ANNÉE 1965 | Numéros 454 à 465

TABLE DES MATIÈRES

I. - CLASSEMENT PAR THÈMES

Récepteurs à faible bruit pour les gammes hyperfréquence infrarouge et visible ..... nº 454 JAN

Transistors VHF de puissance, thyristors, applications .... nº 456 MAR

Cinquième Congrès International « Tubes pour Hyperfréquences » ..... nº 457 AVR

Nouvelles conceptions du radar ..... nº 458 MAI

Transmission de données numériques ..... nº 458 MAI

Maison de la Radio (bilingue) ..... nº 459 JUIN

Salon des Composants 1965 (bilingue) ..... nº 459 JUIN

Les supraconducteurs ..... 460-61 J.Ao

Colloque International « Technique des Mémoires » ..... nº 463 OCT

Les hypersons ..... nº 464 NOV

Colloque International « Antennes en Milieu Ionisé » ..... nº 465 DEC

Nous adopterons dorénavant pour le classement des articles et de la bibliographie l'ordre suivant qui correspond à celui de nos sections d'études :

1. — Enseignement, formation et perfectionnement.
2. — Etudes scientifiques générales.
3. — Physique de l'état solide.
4. — Tubes électroniques.
5. — Composants électroniques.
6. — Propagation des ondes.
7. — Electroacoustique. Enregistrement des sons.
8. — Télécommunications, radiodiffusion, télévision.
9. — Radiodétection et localisation, radionavigation.
10. — Calculateurs électroniques, automatismes.
11. — Electronique nucléaire et corpusculaire.
12. — Electronique biologique et médicale.
13. — Divers.
14. — Articles nécrologiques.

II. - ARTICLES - CLASSEMENT PAR MATIÈRES

1. — Enseignement, Formation et Perfectionnement

Les solutions forcées de l'équation de Van der Pol	L. SIDERIADES	1216	OCT
La transformation Z et les équations aux différences	R. LEGROS	228	FEV

2. — Etudes Scientifiques Générales

Le bruit dans les récepteurs pour les gammes hyperfréquences, infrarouge et visible. — Introduction	J. LE MEZEC	9	JAN
Dispositif de mesure de très faibles intervalles de temps entre signaux transitoires basse fréquence de forme identique	P. BILDSTEIN, F. GLANGEAUD	492	AVR
Emploi d'un té pour des mesures en micro-ondes de la permittivité de liquides à faibles pertes. Influence de la dissymétrie du té	A. COUMES, E. PIC	1056	SEPT
Etude d'un déphaseur à effet Hall	F. PERROT, R. BONNEFILLE	234	FEV
Expériences d'amplification acoustique aux fréquences élevées	C. BAUMBERGER et R. VU HUY DAT	1285	NOV
Les hypersons	Y. LE CORRE	1269	NOV
L'interaction électron-phonon dans les semiconducteurs et son application à l'amplification ultra-sonore	J. TAVERNIER	1274	NOV
Interaction des spins avec les hypersons	R. BUISSON	1302	NOV
Introduction aux phénomènes non linéaires en hyperfréquences	J.P. POITEVIN	60	JAN
Introduction à la théorie de la supraconductivité	P. MOREL	912	J.Ao
Sur une méthode d'étude des systèmes discontinus	F. CASSIGNOL, Y. BURIAN Jr.	1332	NOV
Ondes magnéto-élastiques	J. JOFFRIN	1300	NOV
Piézoélectricité et effets acoustoélectriques dans le tellure à 77 °K	G. QUENTIN, THUILLIER	1293	NOV
Problèmes de mesure des faibles températures de bruit	M. RUPPLI	21	JAN
Production de champs magnétiques homogènes et intenses à l'aide de supraconducteurs. — Application à la résonance magnétique nucléaire	M. SAUZADE	946	J.Ao
Propriétés magnétiques des supraconducteurs de deuxième espèce	P.G. DE GENNES	926	J.Ao
Réalisation d'un interféromètre à branche ouverte dans la bande des 35 GHz	Cl. MARZAT, A. BOTTREAU	485	AVR
Les résonateurs supraconducteurs et leurs applications	A. SEPTIER	932	J.Ao
Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumières cohérente et incohérente	R. MARCY, J. MARGUIN	1102	SEP
Les supraconducteurs en électronique	P. GRIVET	907	J.Ao
Transducteurs à 1 000 MHz à couche à déplétion	B. JACQUES	1297	NOV

3. — Physique de l'Etat Solide

Les alliages ferromagnétiques dans les dispositifs à mémoire	G. GRUNBERG	1171	OCT
Application des semiconducteurs aux techniques des mémoires	P. AIGRAIN	1157	OCT
Les céramiques magnétiques dans les dispositifs de mémoire	R. VAUTIER	1162	OCT
Les circuits optoélectroniques	J.G. Van SANTEN	1181	OCT
Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz)	J. BESSON, B. PHILIPPEAU, R. CANO, M. MATTIOLI, R. PAPOULAR	107	JAN
Luminescence par bombardement cathodique dans l'arséniure de gallium	M. BOROT	1204	OCT
La physique du solide et les hyperfréquences	W. KLEEN, W. HEYWANG	429	AVR
Les plasmas et l'ingénieur des hyperfréquences	M. CHODOROW, G.S. KINO	421	AVR
Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium	M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, J. BESSON et H. LEBLOCH	1197	OCT
Utilisation des corps ferroélectriques dans les mémoires	J.M. HERBERT	1187	OCT

4. — Tubes Electroniques

L'amplification paramétrique. Ses domaines d'applications. Ses possibilités de développement	P. DEMAN	69	JAN
Le bruit d'incohérence en modulation d'amplitude	C. DUCOT	131	JAN
Le 5e Congrès International Tubes pour Hyperfréquences (1964)	J.E. PICQUENDAR	401	AVR
Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz)	J. BESSON, B. PHILIPPEAU, R. CANO, M. MATTÉOLI, R. PAPOULAR	107	JAN
Etude de la température de bruit et de la bande passante des amplificateurs paramétriques à diodes semiconductrices	Ph. VUILLAUME	74	JAN
Evolution des générateurs et amplificateurs en hyperfréquences	P. GUÉNARD	408	AVR
Evolution du tube à propagation d'ondes à faible bruit	P. DELPHIN	29	JAN
Impédance variable, à contrôle électrique, en ondes centimétriques	D. HARDY	1319	NOV
Les masers et leurs possibilités actuelles	M. SOUTIF	41	JAN
Performances des détecteurs photo-paramétriques à résistance positive	D.J. ROULSTON	122	JAN
Les plasmas et l'ingénieur des hyperfréquences	M. CHODOROW, G.S. KINO	421	AVR
Problème de mesure des caractéristiques d'un maser au point de vue de sa température de bruit et de sa stabilité	M.J. GRANGEON	53	JAN
Progrès et perspectives des Tubes pour Hyperfréquences	C.R. RUSSEL, W.E. WILLSHAW	412	AVR
Rapport signal/bruit des détecteurs photoélectriques	F. DESVIGNES	116	JAN
Les récepteurs à diodes tunnel aux hyperfréquences	J.M. COLIN	80	JAN
Spectre de bruit des oscillateurs hyperfréquences. Application à deux types de klystrons. Bande Ka (35 GHz)	R. JUILLERAT	101	JAN

Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumières cohérente et incohérente (limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques) ..... R. MARCY, J. MARGUIN 1102 SEPT

5. — Composants Electroniques

Amplificateurs haute fréquence de puissance à transistors ..... P. PARMENTIER 318 MAR
Application des thyristors : convertisseurs statiques d'énergie ..... L. PATERNAULT 370 MAR
Le bruit de fond des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire utilisés en hyperfréquences comme détecteurs et mélangeurs ..... H. DEROY, Ph. MONIER 87 JAN
Calcul et réalisation d'amplificateurs VHF de puissance ..... P. PARIS, J.M. PEUTIN 328 MAR
Calcul des transistors VHF de puissance. Réalisation d'un transistor au silicium épitaxié fournissant 25 W à 16 MHz ..... S. FLAKS, Mme R. SAINT-ESPRIT, G. FOURICHON, P. MICHELET 283 MAR
Condensateurs au tantale à forte charge et à haute tension ..... J. VERGNOLLE 1093 SEPT
Etat actuel du développement des thyristors ..... P. ROSSETTI 350 MAR
Etude et réalisation de transistors VHF de puissance 2-3 et 6 W-180 MHz au silicium épitaxié J. ENCINAS, A. MINNE 271 MAR
L'évolution des dispositifs semiconducteurs à structure « thyristor ». Perspectives d'avenir .. Ch. DUFOUR 348 MAR
Influence de la fiabilité du matériel sur le coût d'une mission R. COCHAIN, G. PEYRACHE, J. SCHWEITZER, M. SCHWOB 1002 J.Ao
Une nouvelle solution au problème de l'interrupteur électronique : le symistor ..... J.P. BIET 375 MAR
Problèmes posés par l'utilisation des dispositifs à semiconducteurs dans les techniques de l'espace A. CHABERT 511 AVR
Procédés d'étude et traitements des surfaces de semiconducteurs ..... M. CROSET 499 AVR
Quelques applications des thyristors en électronique ..... R. DUBOIS 364 MAR
Salon International des Composants Electroniques, Paris 1965 (compte rendu par les ingénieurs du CNET)..... 846 JUIN
Les techniques de la microélectronique et l'instrumentation nucléaire ..... M. SARQUIZ 472 AVR
Technique de réalisation d'une triode de puissance à effet de champ M. CHAPPEY, Mlle A.M. DAUGE, J. DELMAS, P. DURAND 305 MAR
Transistors de commutation au silicium à fort courant obtenus par la technique mesa .... G. EBERHARD 301 MAR
Les transistors haute fréquence de puissance et leur évolution ..... M. BRUNET 267 MAR
Les transistors haute fréquence de puissance : problèmes fondamentaux .....J.M. GOGUE 341 MAR
Transistor de puissance 3 W-70 MHz réalisé par technique planar..... Ph. MOREL 296 MAR
Transistor silicium de puissance 1 W-250 MHz réalisé par triple diffusion ..... E. TONNEL 278 MAR
Utilisation des transistors de puissance en VHF ..... J. SENERET 311 MAR

6. — Propagation des Ondes

Analyseur de spectre à séquence rapide ..... R. VERMEILLE 1315 NOV
Aspects théoriques et expérimentaux de l'extraction des signaux périodiques ..... J.N. AUBRUN 1062 SEPT
Bases techniques d'une étude de champ en altitude et de la propagation d'onde T.B.F. A. HAUBERT, J. PAPET-LÉPINE, A. VASSY, E. VASSY 994 J.Ao
Une étude radiométéorologique en Méditerranée orientale ..... J. NICOLIS 439 AVR
Filtrage impulsionnel ..... P. JORGENSEN 451 AVR
Filtre pour signaux exponentiels ..... A. POZWOLSKI 1078 SEPT
La modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons hertziennes à grande distance C. DUCOT, J. CAYZAC, R. ASTOR 179 FEV
Le radiateur électromagnétique sphéroïdal allongé. Calcul de la résistance de rayonnement.... L. ROBIN 1338 NOV

7. — Electroacoustique. — Enregistrement des Sons

Circuit anti-distorsion pour les étages amplificateurs à lampes et à transistors .. R. LEGROS, R. BESNARD 1081 SEPT
Les équipements électroacoustiques de la Maison de l'O.R.T.F. ..... A. BRION 711 JUIN
Expériences d'amplification acoustique aux fréquences élevées .... C. BAUMBERGER, R. VU HUY DAT 1285 NOV
Lecture mécanique des disques : progrès récents. Comparaison avec les rubans magnétiques A. DILLET 1110 SEPT
Les machines de studio de la Maison de l'ORTF ..... R. BUFFART 700 JUIN
Les matériels basse-fréquence de la Maison de l'ORTF ..... L. CHATENAY 689 JUIN
Meuble récepteur d'écoute à transistors de la Maison de l'ORTF.....J. LEON, Y. DRAPIER, H. OPPICI 826 JUIN
Pupitres pour consoles de prise de son de la Maison de l'ORTF..... M. ROULEAU, M. BOURGUIGNON 804 JUIN
Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux à la Maison de l'ORTF A. GIRINSKI, F. LEPRINCE, P. CAMBOIS 422 JUIN
La stéréophonie à la Maison de l'ORTF..... R. CONDAMINES 759 JUIN
Traitement acoustique des studios et des grandes salles de la Maison de l'ORTF..... R. LAMORAL 666 JUIN

8. — Télécommunications. — Radiodiffusion. — Télévision

Appareillage d'essai pour transmission de données..... J. CLAISSE, M. MITRANI 613 MAI
Câblages généraux et répartiteurs de la Maison de l'ORTF..... J. AUBERT, G. BRATEAU 775 JUIN
Le Central téléphonique de la Maison de l'ORTF..... J. MIGEON 814 JUIN
Colloque sur les antennes en milieu ionisé : Introduction..... E. ROUBINE 1378 DEC
Commutateurs semi-automatiques de modulation de la Maison de l'ORTF..... R. SCHRAMBACH 781 JUIN
Conclusions générales du Colloque sur les antennes..... J.A. DESCHAMPS 1486 DEC
Diffraction d'une onde électromagnétique plane par un cylindre de plasma inhomogène P.E. FAUGERAS 1393 DEC
Dispositif d'insertion téléphonique de la Maison de l'ORTF..... G. HEMART 832 JUIN
Editorial du numéro spécial sur la Maison de l'ORTF..... Cl. MERCIER 637 JUIN
Effets de l'ionisation frontale sur la transmission pendant le vol ELDO. D. CUNSOLO, A. GILARDINI 1451 DEC

Effets de rupture de gaine pour des antennes à haute altitude	I.L. JONES	1485	DEC
Les équipements des salles publiques de la Maison de l'ORTF	P. LANTERI, P. MACHUEL	722	JUIN
Equipements vidéo. Régies télévision et salles de projection de la Maison de l'ORTF	P. PIAT	746	JUIN
Etude analytique et fonctionnelle de la transmission de données	J. LABEYRIE	574	MAI
Etude des calculs et mesures d'impédance d'antennes en milieu ionisé	H. WEIL	1397	DEC
Excitation de résonances de plasma par une petite antenne dipôle fonctionnant en impulsion	J.A. FEJER	1437	DEC
Une gamme de « Modems » de transmission de données pour circuits téléphoniques	M. COIRON, H. MILLET	603	MAI
Impédance d'une antenne cylindrique dans un magnétoplasma avec pertes	J.P. LAFON	1404	DEC
Les liaisons et les commutations de la Maison de l'ORTF	Ch. TOUZEAU	733	JUIN
Mesures à basse fréquence de l'admittance d'un dipôle dans l'ionosphère.	T.R. KAISER, J.K.E. TUNALEY	1475	DEC
Mesures en haute fréquence d'une antenne dans l'ionosphère	E.N. BRAMLEY	1471	DEC
Méthode de similitude pour déterminer les seuils de décharge dans les systèmes électromagnétiques	C. ANCONA	1459	DEC
Préface du numéro spécial sur la Maison de l'ORTF	Gal. LESCHI	638	JUIN
Les problèmes d'exploitation de la Maison de l'ORTF	R. CLOUARD	671	JUIN
Projet d'antenne électrique dipôle pour réception TBF dans l'ionosphère	L.R.O. STOREY	1427	DEC
Propagation d'ondes électromagnétiques dans un milieu ionisé entourant un engin hypersonique	J. DOREY	1446	DEC
Puissance non reversible et résistance de rayonnement des antennes dans les gaz ionisés anisotropes	K.S.H. LEE, C.A. PAPAS	1436	DEC
Rayonnement d'une antenne dans un milieu anisotrope	J.A. DESCHAMPS	1479	DEC
Rayonnement et diffraction dans des régions anisotropes	L.B. FELSEN	1386	DEC
Un réseau de connexion pour central téléphonique électronique	J. DUQUESNE, M. ROUZIER	195	FEV
Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux de la Maison de l'ORTF	A. GIRINSKI, F. LEPRINCE, P. CAMBOIS	822	JUIN
Systèmes multiplex 4-12-24 voies à courants porteurs à l'usage des armées de terre	R. GUIRIMAND, R. HONO	1305	NOV
Théorie du comportement dans l'ionosphère d'antennes métalliques dipôles, de forme cylindrique et tronconique, destinées à la réception d'ondes TBF	G. DRIANCOURT	1421	DEC
Théorie du bruit thermique dans l'ionosphère	K.G. BUDDEN, C.J. DANIELL	1409	DEC
Transmission de Données Numériques : Détection et correction des erreurs - Codes	G. GOUDET, A. GIRINSKY	589	MAI
La transmission de données : méthodes de modulation	M. MANIÈRE	583	MAI
La sonde à résonance	D. LEPECHINSKY	1480	DEC

9. — Radiodétection et localisation. — Radionavigation

Application aux antennes de la théorie du signal	S. DRABOWITCH	550	MAI
Quelques aspects nouveaux de la transmission de télévision à grande distance : Liaisons terriennes et liaisons par satellites	Y. ANGEL	980	J.Ao
Colloque sur les antennes en milieu ionisé : Introduction	E. ROUBINE	1378	DEC
Concepts nouveaux en radar	M.H. CARPENTIER	537	MAI
Conclusions générales du Colloque sur les antennes	J.A. DESCHAMPS	1486	DEC
Diffraction d'une onde électromagnétique plane par un cylindre de plasma inhomogène	P.E. FAUGERAS	1393	DEC
Effets de l'ionisation frontale sur la transmission pendant le vol ELDO.	D. CUNSOLO, A. GILARDINI	1451	DEC
Effets de rupture de gaine des antennes à haute altitude	I.L. JONES	1465	DEC
Etude des calculs et mesures d'impédance d'antennes en milieu ionisé	H. WEIL	1397	DEC
Etude des planètes à l'aide du radar	V. KOTELNIKOV, G. PETROV, O. RJIGA, A. CHAKHOVSKI, V. DOUBROVINE, B. KOUZNETSOV	161	FEV
Excitation de résonances de plasma par une petite antenne dipôle fonctionnement en impulsion	J.A. FEJER	1437	DEC
Impédance d'une antenne cylindrique dans un magnétoplasma avec pertes	J.P. LAFON	1404	DEC
Mesures à basse fréquence de l'admittance d'un dipôle dans l'ionosphère.	T.R. KAISER, J.K.E. TUNALEY	1475	DEC
Mesures en haute fréquence d'une antenne dans l'ionosphère	E.N. BRAMLEY	1471	DEC
Méthode de similitude pour déterminer les seuils de décharge dans les systèmes électromagnétiques	C. ANCONA	1459	DEC
Nouvelles conceptions du radar. Antennes synthétiques et application aux radars à vision latérale	G. RÉVILLON	561	MAI
Observation terrestre par télévision satellisée	A. CAZALAS	966	J.Ao
Problèmes posés par l'utilisation des dispositifs à semiconducteurs dans les techniques de l'espace	A. CHABERT	511	AVR
Progrès des antennes radar	S. LANDESMAN	568	MAI
Projet d'antenne électrique dipôle pour réception TBF dans l'ionosphère	L.R.O. STOREY	1427	DEC
Propagation d'ondes électromagnétiques dans un milieu ionisé entourant un engin hypersonique	J. DOREY	1446	DEC
Puissance non reversible et résistance de rayonnement des antennes dans les gaz ionisés anisotropes	K.S.H. LEE, C.A. PAPAS	1436	DEC
Radars Doppler de navigation	H. LE TILLY	1047	SEPT
Rayonnement d'une antenne dans un milieu anisotrope	J.A. DESCHAMPS	1479	DEC
Rayonnement et diffraction dans des régions anisotropes	L.B. FELSEN	1386	DEC
Recherche des signaux pour radar à corrélation	M. NICOLAS, R. POGGI	171	FEV
Rôle de la fonction d'ambiguïté dans les radars	C. SKENDEROFF	540	MAI
Théorie du comportement dans l'ionosphère d'antennes métalliques dipôles, de forme cylindrique et tronconique, destinées à la réception d'ondes TBF	G. DRIANCOURT	1421	DEC
Théorie du bruit thermique dans l'ionosphère	K.G. BUDDEN, C.J. DANIELL	1409	DEC
Les satellites synchrones de télécommunications : une visite à la Hughes Aircraft Company.	R. CLAUVEL	974	J.Ao
Signaux radar et ambiguïté	A. ADAMSBAUM	545	MAI

La sonde à résonance ..... D. LEPECHINSKY 1480 DEC
Les sources de bruit dans les récepteurs de télécommunications. Application aux télécommunications par satellites ..... J.P. HOUSSIN 15 JAN
La synchronisation des télémesures codées..... J.P. MAGNIN, G.C. CHAZOT, 1re partie 1117 SEPT
2e partie 1225 OCT

10. — Calculateurs Electroniques. — Automatismes

Les calculateurs numériques étudiés au C.N.E.T. ..... P. MARZIN 212 FEV
Convertisseur analogique-digital différentiel utilisant la modulation de durée J.M. VAUCHY, M. BIRNBAUM, E. DÈVE 1326 NOV
Eclairage des salles de la Maison de l'ORTF, systèmes de commande et de mémoire.... J. QUINT 836 JUIN
Mémoire une microseconde à coïncidence..... M. CHALÉAT 1192 OCT
Une télécommande cyclique industrielle à grande sécurité et à grande vitesse..... M. JACQUIN 151 FEV

11. — Electronique nucléaire et corpusculaire

Application des sondes à trou à l'étude des décharges électriques dans les gaz..... A. POZWOLSKI 240 FEV
L'interaction électron-phonon dans les semiconducteurs et son application à l'amplification ultrasonore ..... J. TAVERNIER 1274 NOV
Interaction des spins avec les hypersons..... R. BUISSON 1302 NOV
Production de champs magnétiques homogènes et intenses, à l'aide de supraconducteurs. Application à la résonance magnétique nucléaire..... M. SAUZADE 946 J.Ao
Recherches sur les chambres d'ionisation remplies d'un liquide diélectrique D. BLANC, J. MATHIEU, L. TORRES, P. VERMANDE 466 AVR
Techniques actuelles et perspectives de l'électronique nucléaire rapide..... J. MEY 476 AVR
Les techniques de la microélectronique et l'instrumentation nucléaire..... M. SARQUIZ 472 AVR

12. — Electronique biologique et médicale

Mémoire et probabilité ..... P. NAYRAC 1035 SEPT

13. — Divers

Conception de la Maison de l'ORTF..... L. CONTURIE 641 JUIN
Eclairage des salles de la Maison de l'ORTF. Système de commande et de mémoire.... J. QUINT 836 JUIN
Equipements auxiliaires de la Maison de l'ORTF..... G. COUSIN 798 JUIN
L'équipement d'énergie électrique de la Maison de l'ORTF..... H. TESTEMALE 654 JUIN
Etudes de quelques problèmes relatifs aux bobinages en câbles supraconducteurs..... L. DONADIEU 958 J.Ao
Générateur haute tension d'ondes sinusoïdales de période longue..... J. PAGEAUT 1042 SEPT
Installation générale basse fréquence de la Maison de l'ORTF..... R. CARLIER 793 JUIN
Les installations thermiques de la Maison de l'ORTF..... B. MANTRAN 649 JUIN
Régulation de la centrale thermodynamique de la Maison de l'ORTF..... J.A. MALLET 762 JUIN

14. — Articles nécrologiques

Léon Bouthillon (1884-1964) ..... A. AUBERT 264 FEV
Robert Bureau (1892-1965) ..... B. DECAUX 1345 NOV
Lucien Lévy (1892-1965) ..... 1247 OCT

III. - ARTICLES - CLASSEMENT PAR AUTEURS

ADAMSBAUM A.	Signaux radar et ambiguïté	545	MAI
AIGRAIN P.	Application des semiconducteurs aux techniques des mémoires	1157	OCT
ANCONA C.	Méthode de similitude pour déterminer les seuils de décharge dans les systèmes électromagnétiques	1459	DEC
ANGEL Y.	Quelques aspects nouveaux de la transmission de télévision à grande distance : liaisons terriennes et liaisons par satellites	980	J.Ao
ASTOR R.	La modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons hertziennes à grande distance ... *co-auteurs :* C. DUCOT, J. CAYZAC	179	FEV
AUBERT J.	Câblage généraux et répartiteurs de la Maison de l'ORTF. *co-auteur :* G. BRATEAU	775	JUIN
AUBERT R.	Léon Boutillon (1884-1964)	246	FEV
AUBRUN J.N.	Aspects théoriques et expérimentaux de l'extraction des signaux périodiques	1062	SEP
BAUMBERGER C.	Expériences d'amplification acoustique aux fréquences élevées *co-auteur :* R. VU HUY DAT	1285	NOV
BESNARD R.	Circuit anti-distorsion pour les étages amplificateurs à lampes et à transistors *co-auteur :* R. LEGROS	1081	SEP
BESSON J.	Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz) ... *co-auteurs :* B. PHILIPPEAU R. CANO, M. MATTIOLI, R. PAPOULAR	107	JAN
	Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium *co-auteurs :* M. RODOT, P. LEROUX-HUGON, H. LEBLOCH	1197	OCT
BIET J.P.	Une nouvelle solution au problème de l'interrupteur électronique : le Symistor	375	MAR
BILDSTEIN P.	Dispositif de mesure de très faibles intervalles de temps entre signaux transitoires basse fréquence de forme identique .. *co-auteur :* F. GLANGEAUD	492	AVR
BIRNBAUM M.	Convertisseur analogique-digital différentiel utilisant la modulation de durée *co-auteurs :* E. DÈVE, J.M. VAUCHY	1326	NOV
BLANC D.	Recherches sur les chambres d'ionisation remplies d'un liquide diélectrique *co-auteurs :* J. MATHIEU, L. TORRES, P. VERMANDE	466	AVR
BONNEFILLE R.	Etude d'un déphaseur à effet Hall ... *co-auteur :* F. PERROT	234	FEV
BOROT M.	Luminescence par bombardement cathodique dans l'arséniure de gallium	1204	OCT
BOTTREAU A.	Réalisation d'un interféromètre à branche ouverte dans la bande des 35 GHz *co-auteur :* Cl. MARZAT	485	AVR
BOURGUIGNON M.	Pupitres pour consoles de prise de son de la Maison de l'ORTF *co-auteur :* M. ROULEAU	804	JUIN
BRAMLEY E.N.	Mesures en haute fréquence d'une antenne dans l'ionosphère	1471	DEC
BRATEAU G.	Câblages généraux et répartiteurs de la Maison de l'ORTF. *co-auteur :* J. AUBERT	775	JUIN
BRION A.	Les équipements électroacoustiques de la Maison de l'ORTF	711	JUIN
BRUNET M.	Les transistors HF de puissance et leur évolution	267	MAR
BUDDEN K.G.	Théorie du bruit thermique dans l'ionosphère .... *co-auteur :* G.J. DANIELL	1459	DEC
BUFFART R.	Les machines de studio de la Maison de l'ORTF	700	JUIN
BUISSON R.	Interaction des spins avec les hypersons	1302	NOV
BURIAN Y.Jr.	Sur une méthode d'étude des systèmes discontinus. *co-auteur :* F. CASSIGNOL	1332	NOV
CAMBOIS P.	Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux de la Maison de l'ORTF *co-auteurs :* A. GIRINSKY, E. LEPRINCE	822	JUIN
CANO R.	Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz) ... *co-auteurs :* J. BESSON, B. PHILIPPEAU, M. MATTIOLI, R. PAPOULAR	107	JAN
CARLIER R.	Installation générale basse fréquence de la Maison de l'ORTF	793	JUIN
CARPENTIER M.H.	Concepts nouveaux en radar	537	MAI
CASSIGNOL F.	Sur une méthode d'étude des systèmes discontinus. *co-auteur :* Y. Jr. BURIAN	1332	NOV
CAYZAC J.	La modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons hertziennes à grande distance ... *co-auteurs :* R. ASTOR, C. DUCOT	179	FEV
CAZALAS A.	Observation terrestre par télévision satellisée	966	J.Ao
CHABERT A.	Problèmes posés par l'utilisation des dispositifs à semiconducteurs dans les techniques de l'espace	511	AVR
CHAKHOVSKI A.	Etude des planètes à l'aide du radar ... *co-auteurs :* V. DOUBROVINE, V. KOTELNIKOV, B. KOUTNETSOV, G. PETROV, G. RJIGA	161	FEV
CHALÉAT M.	Mémoire une microseconde à coïncidence	1192	OCT
CHAPPEY M.	Technique de réalisation d'une triode de puissance à effet de champ *co-auteurs :* Mlle A.M. DAUGE, J. DELMAS, P. DURAND	305	MAR
CHATENAY L.	Les matériels basse-fréquence de la Maison de l'ORTF	689	JUIN
CHAZOT G.C.	La synchronisation des télémesures codées ... *co-auteur :* J.P. MAGNIN 1re partie	1117	SEP
	2e partie	1245	OCT
CHODOROW M.	Les plasmas et l'ingénieur des hyperfréquences ... *co-auteur :* G.S. KINO	421	AVR
CLAISSE J.	Appareillage d'essai pour transmission de données. *co-auteur :* M. MITRANI	613	MAI
CLAUVEL R.	Les satellites synchrones de télécommunications : une visite à la Hughes Aircraft Company	974	J.Ao
CLOUARD R.	Les problèmes d'exploitation de la Maison de l'ORTF	671	JUIN
COCHAIN R.	Influence de la fiabilité du matériel sur le coût d'une mission *co-auteurs :* G. PEYRACHE, J. SCHWEITZER, M. SCHWOB	1002	J.Ao
COIRON M.	Une gamme de « Modems » de transmission de données pour circuits téléphoniques ... *co-auteur :* H. MILLET	603	MAI
COLIN J.M.	Les récepteurs à diodes tunnel aux hyperfréquences	80	JAN
CONDAMINES R.	La stéréophonie à la Maison de l'ORTF	759	JUIN
CONTURIE L.	Conception de la Maison de l'ORTF	641	JUIN
COUMES A.	Emploi d'un té pour des mesures en micro-ondes de la permittivité de liquides à faibles pertes ; influence de la dissymétrie du té ... *co-auteur* E. PIC	1056	SEP

COUSIN G.	Equipements auxiliaires de la Maison de l'ORTF	798	JUIN
CROSET M.	Procédés d'étude et traitements des surfaces de semiconducteurs	499	AVR
CUNSOLO D.	Effet de l'ionisation frontale sur la transmission, pendant le vol ELDO *co-auteur :* A. GILARDINI	1451	DEC
DANIELL G.J.	Théorie du bruit thermique dans l'ionosphère. *co-auteur :* K.G. BUDDEN	1459	DEC
DAUGE A.M. Mlle	Technique de réalisation d'une triode de puissance à effet de champ *co-auteurs :* M. CHAPPEY, J. DELMAS, P. DURAND	305	MAR
DECAUX B.	Robert Bureau (1892-1965)	1345	NOV
DELMAS J.	Technique de réalisation d'une triode de puissance à effet de champ *co-auteurs :* M. CHAPPEY, Mlle A.M. DAUGE, P. DURAND	305	MAR
DELPHIN P.	Evolution du tube à propagation d'ondes à faible bruit	29	JAN
DEMAN P.	L'amplification paramétrique. — Ses domaines d'applications. — Ses possibilités de développement	69	JAN
DEROY H.	Le bruit de fond des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire utilisés en hyperfréquences comme détecteurs et mélangeurs. *co-auteur :* Ph. MONIER	87	JAN
DESCHAMPS G.A.	Rayonnement d'une antenne dans un milieu anisotrope	1379	DEC
	Conclusions générales du colloque sur les antennes en milieu ionisé	1486	DEC
DESVIGNES F.	Rapport signal/bruit des détecteurs photoélectriques	116	JAN
DÈVE E.	Convertisseur analogique-digital différentiel utilisant la modulation de durée *co-auteurs :* M. BIRNBAUM, J.M. VAUCHY	1236	NOV
DILLET A.	Lecture mécanique des disques : progrès récents. Comparaison avec les rubans magnétiques	1110	SEP
DONADIEU L.	Etudes de quelques problèmes relatifs aux bobinages en câbles supraconducteurs	958	J.Ao
DOREY J.	Propagation d'ondes électromagnétiques dans le milieu ionisé entourant un engin hypersonique	1446	DEC
DOUBROVINE V.	Etude des planètes à l'aide du radar *co-auteurs :* A. CHAKHOVSKI, V. KOTELNIKOV, B. KOUTNETSOV, G. PETROV, G. RJIGA	161	FEV
DRABOWITCH S.	Nouvelles conceptions du radar : Application aux antennes de la théorie du signal	550	MAI
DRAPIER Y.	Meuble récepteur d'écoute à transistors de la Maison de l'ORTF *co-auteurs :* J. LÉON, L. OPPICI	826	JUIN
DRIANCOURT G.	Théorie du comportement dans l'ionosphère d'antennes métalliques dipôles de forme cylindrique et tronconique destinées à la réception d'ondes à TBF	1421	DEC
DUBOIS R.	Quelques applications des thyristors en électronique	364	MAR
DUCOT C.	La modulation d'amplitude à porteuse supprimée dans les liaisons hertziennes à grande distance *co-auteurs :* R. ASTOR, J. CAYZAC	179	FEV
	Le bruit d'incohérence en modulation d'amplitude	131	JAN
DUFOUR Ch	L'évolution des dispositifs semiconducteurs à structure « thyristor ». Perspectives d'avenir	348	MAR
DUQUESNE J.	Un réseau de connexion pour central téléphonique électronique *co-auteur :* M. ROUZIER	195	FEV
DURAND P.	Technique de réalisation d'une triode de puissance à effet de champ *co-auteurs :* M. CHAPPEY, Mlle A.M. DAUGE, J. DELMAS	305	MAR
EBERHARD G.	Transistors de commutation au silicium à fort courant obtenus par la technique Mesa	301	MAR
ENCINAS J.	Etude et réalisation de transistors VHF de puissance 2, 3 et 6 W - 180 MHz au silicium épitaxié *co-auteur :* A. MINNE	271	MAR
FAUGERAS P.E.	Diffraction d'une onde électromagnétique plane par un cylindre de plasma inhomogène	1393	DEC
FEJER J.A.	Excitation de résonance de plasma par une petite antenne dipôle fonctionnant en impulsion	1437	DEC
FELSEN L.B.	Rayonnement et diffraction dans des régions anisotropes	1386	DEC
FLAKS S.	Calcul des transistors VHF de puissance. Réalisation d'un transistor au silicium épitaxié fournissant 25 W à 16 MHz *co-auteurs :* G. FOURICHON, P. MICHELET, Mme R. SAINT-ESPRIT	283	MAR
FOURICHON G.	Calcul des transistors VHF de puissance. Réalisation d'un transistor au silicium épitaxié fournissant 25 W à 16 MHz *co-auteurs :* S. FLAKS, P. MICHELET, Mme R. SAINT-ESPRIT	283	MAR
GENNES P.G. de	Propriétés magnétiques des supraconducteurs de deuxième espèce	926	J.Ao
GILARDINI A.	Effet de l'ionisation frontale sur la transmission, pendant le vol ELDO *co-auteur :* D. CUNSOLO	1451	DEC
GIRINSKI A.	Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux de la Maison de l'ORTF *co-auteurs :* P. CAMBOIS, E. LEPRINCE	822	JUIN
	La transmission des données numériques. Détection et correction des erreurs. Codes *co-auteur :* G. GOUDET	589	MAI
GLANGEAUD F.	Dispositif de mesure de très faibles intervalles de temps entre signaux transitoires basse fréquence de forme identique *co-auteur :* P. BILDSTEIN	492	AVR
GOGUE J.M.	Les transistors haute fréquence de puissance : problèmes fondamentaux	341	MAR
GOUDET G.	Transmission des données numériques. Détection et correction des erreurs. Codes *co-auteur :* A. GIRINSKI	589	MAI
GRANGEON M.J.	Problèmes de mesure des caractéristiques d'un maser au point de vue de la température de bruit et de sa stabilité	53	JAN
GRIVET P.	Les supraconducteurs en électronique	907	J.Ao
GRUNBERG G.	Les alliages ferromagnétiques dans les dispositifs à mémoire	1171	OCT
GUÉNARD P.	Evolution des générateurs et amplificateurs en hyperfréquences	408	AVR
GUIRIMAND R.	Systèmes multiplex 4-12-24 voies à courants porteurs à l'usage des armées de terre *co-auteur :* R. HONO	1305	NOV
HARDY D.	Impédance variable à contrôle électrique en ondes centimétriques	1319	NOV
HAUBERT A.	Bases techniques d'une étude de champ en altitude et de la propagation d'ondes TBF *co-auteurs :* J. PAPET-LEPINE, A. et E. VASSY	994	J.Ao
HÉMART G.	Dispositif d'insertion téléphonique de la Maison de l'ORTF	832	JUIN

HERBERT J.M.	L'utilisation des corps ferroélectriques dans les mémoires.....	1187	OCT
HEYWANG W.	La physique du solide et les hyperfréquences..... *co-auteur :* KLEEN W.	429	AVR
HONO R.	Systèmes multiplex 4-12-24 voies à courant porteur à l'usage des armées de terre *co-auteur :* GUIRIMAND R.	1305	NOV
HOUSSIN J.P.	Les sources de bruit dans les récepteurs de télécommunications. Application aux télécommunications par satellites	15	JAN
JACQUES B.	Transducteurs à couche à déplétion à 1 000 MHz	1297	NOV
JACQUIN M.	Une télécommande cyclique industrielle à grande sécurité et à grande vitesse....	151	FEV
JOFFRIN J.	Ondes magnéto-élastiques	1300	NOV
JONES I.L.	Effet de rupture de gaine des antennes à haute altitude	1465	DEC
JORGENSEN P.	Filtrage impulsionnel	451	AVR
JUILLERAT R.	Spectre de bruit des oscillateurs hyperfréquences. Application à deux types de klystrons, bande Ka (35 GHz)	101	JAN
KAISER T.R.	Mesures à basse fréquence de l'admittance d'un dipôle dans l'ionosphère *co-auteur :* TUNALEY J.K.E.		DEC
KINO G.S.	Les plasmas et l'ingénieur des hyperfréquences ..... *co-auteur :* CHODOROW M.	421	AVR
KLEEN W.	La physique du solide et les hyperfréquences ..... *co-auteur :* HEYWANG W.	429	AVR
KOTELNIKOV V.	Etude des planètes à l'aide du radar..... *co-auteurs :* CHAKHOVSKI A., DOUBROVINE V., KOUTNETSOV B., PETROV G., RJIGA G.	161	FEV
KOUZNETSOV B.	Etude des planètes à l'aide du radar..... *co-auteurs :* CHAKHOVSKI A., DOUBROVINE V., KOTELNIKOV V., PETROV G., RJIGA G.	161	FEV
LABEYRIE J.	Etude analytique et fonctionnelle de la transmission de données	574	MAI
LAFON J.P.	Impédance d'une antenne cylindrique dans un magnétoplasma avec pertes	1404	DEC
LAMORAL R.	Traitement acoustique des studios et des grandes salles de la Maison de l'ORTF	666	JUIN
LANDESMAN S.	Progrès des antennes radar	568	MAI
LANTERI P.	Les équipements des salles publiques de la Maison de l'ORTF *co-auteur :* MACHUEL P.	722	JUIN
LEBLOCH H.	Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium *co-auteurs :* BESSON J., LEROUX-HUGON P., RODOT M.	1197	OCT
LE CORRE Y.	Les hypersons	1269	NOV
LEE K.S.H.	Puissance non réversible et résistance de rayonnement des antennes dans les gaz ionisés anisotropes .....*co-auteur :* PAPAS C.A.	1436	DEC
LEGROS R.	Circuit anti-distorsion pour les étages amplificateurs à lampes et à transistors *co-auteur :* BESNARD R.	1081	SEPT
LE MEZEC J.	Editorial du n° consacré aux récepteurs à faible bruit pour les gammes hyperfréquences, infrarouge, et visible	7	JAN
	Le bruit dans les récepteurs pour les gammes hyperfréquences, infrarouge et visible, introduction	9	JAN
LÉON J.	Meuble récepteur d'écoute à transistors de la Maison de l'ORTF *co-auteurs :* DRAPIER Y., OPPICI L.	826	JUIN
LEPECHINSKY D.	La sonde à résonance	1480	DEC
LEPRINCE F.	Réseau de téléphonie amplifiée à deux canaux de la Maison de l'ORTF *co-auteurs :* CAMBOIS P., GIRINSKY A.	822	JUIN
LEROUX-HUGON P.	Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium *co-auteurs :* BESSON J., LEBLOCH H., RODOT M.	1197	OCT
GI LESCHI M.	Préface du n° spécial sur la Maison de l'ORTF	638	JUIN
LE TILLY H.	Radars Doppler de navigation	1047	SEPT
MACHUEL P.	Les équipements des salles publiques de la Maison de l'ORTF *co-auteur :* LANTERI P.	722	JUIN
MAGNIN J.P.	La synchronisation des télémesures codées .....*co-auteur :* CHAZOT G.C. — 1re partie	1117	SEPT
	— 2e partie	1225	OCT
MALLET J.A.	Régulation de la centrale thermodynamique de la Maison de l'ORTF	762	JUIN
MANIÈRE M.	Méthodes de modulation pour transmission de données	583	MAI
MANTRAN B.	Les installations thermiques de la Maison de l'ORTF	649	JUIN
MARCY R.	Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumières cohérente et incohérente (limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques) *co-auteur :* MARGUIN J.	1102	SEPT
MARGUIN J.	Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumières cohérente et incohérente (limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques) *co-auteur :* MARCY R.	1102	SEPT
MARZAT Cl.	Réalisation d'un interféromètre à branche ouverte dans la bande des 35 GHz.... *co-auteur :* BOTTREAU A.	485	AVR
MARZIN P.	Les calculateurs numériques étudiés au CNET	212	FEV
MATHIEU J.	Recherches sur les chambres d'ionisation remplies d'un liquide diélectrique .... *co-auteurs :* BLANC D., TORRES L., VERMANDE P.	466	AVR
MATTIOLI M.	Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz) *co-auteurs :* BESSON J., PHILIPPEAU B., CANO R., PAPOULAR R.	107	JAN
MERCIER Cl.	Editorial du numéro spécial sur la Maison de l'ORTF	637	JUIN
MEY J.	Techniques actuelles et perspectives de l'électronique nucléaire rapide	476	AVR
MICHELET P.	Calcul des transistors VHF de puissance. Réalisation d'un transistor au silicium épitaxié fournissant 25 W à 16 MHz *co-auteurs :* FLAKS S., FOURICHON G., Mme SAINT-ESPRIT R.	283	MAR
MIGEON J.	Le central téléphonique de la Maison de l'ORTF	814	JUIN
MILLET H.	Une gamme de « modems » de transmission de données pour circuits téléphoniques .....*co-auteur :* COIRON M.	603	MAI
MINNE A.	Etude et réalisation de transistors VHF de puissance 2-3 et 6 W-180 MHz au silicium épitaxié .....*co-auteur :* ENCINAS J.	271	MAR
MITRANI M.	Appareillage d'essai pour transmission de données ....*co-auteur :* CLAISSE J.	613	MAI

MONIER Ph.	Le bruit de fond des éléments semiconducteurs à résistance non linéaire utilisés en hyperfréquence comme détecteurs et mélangeurs ....*co-auteur :* DEROY H.	87	JAN
MOREL Ph.	Transistor de puissance 3 W-70 MHz réalisé par technique planar	296	MAR
MOREL P.	Introduction à la théorie de la supraconductivité	912	J.Ao
NAYRAC P.	Mémoire et probabilité	1035	SEPT
NICOLAS M.	Recherche des signaux pour radar à corrélation .....*co-auteur :* POGGI R.	171	FEV
NICOLIS J.	Une étude radiométérologique en Méditerranée orientale	439	AVR
OPPICI H.	Meuble récepteur d'écoute à transistors de la Maison de l'ORTF *co-auteurs :* DRAPIER Y., LÉON J.	826	JUIN
PAGEAUT J.	Générateur haute tension d'ondes sinusoïdales de période longue	1042	SEPT
PAPAS C.A.	Puissance non réversible et résistance de rayonnement des antennes dans les gaz ionisés anisotropes .....*co-auteur :* LEE K.S.H.	1436	DEC
PAPET-LÉPINE J.	Bases techniques d'une étude de champ en altitude et de la propagation d'ondes T.B.F. .....*co-auteurs :* HAUBERT A., VASSI A. et E.	994	J.Ao
PAPOULAR R.	Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz) *co-auteurs :* BESSON J., PHILIPPEAU B., CANO R., MATTIOLI M.	107	JAN
PARIS P.	Calcul et réalisation d'amplificateurs VHF de puissance *co-auteur :* PEUTIN J.M.	328	MAR
PARMENTIER P.	Amplificateurs HF de puissance à transistors	318	MAR
PATERNAULT L.	Application des thyristors : convertisseurs statiques d'énergie	370	MAR
PERROT F.	Etude d'un déphaseur à effet hall .....*co-auteur :* BONNEFILLE R.	234	FEV
PETROV G.	Etude des planètes à l'aide du radar..... *co-auteurs :* CHAKHOVSKI A., DOUBROVINE V., KOTELNIKOV V., KOUTNETSOV B., RJIGA G.	161	FEV
PEUTIN J.M.	Calcul et réalisation d'amplificateurs VHF de puissance ..*co-auteur :* PARIS P.	328	MAR
PEYRACHE G.	Influence de la fiabilité du matériel sur le coût d'une mission *co-auteurs :* COCHAIN R., SCHWEITZER J., SCHWOB M.	1002	J.Ao
PHILIPPEAU B.	Le détecteur à antimoniure d'indium dans la bande de 0,1 à 10 mm (30 à 3 000 GHz) *co-auteurs :* BESSON J., CANO R., MATTIOLI M., PAPOULAR R.	107	JAN
PIAT P.	Equipements video ; régies télévision et salles de projection de la Maison de l'ORTF	746	JUIN
PIC E.	Emploi d'un té pour des mesures en micro-ondes de la permittivité de liquides à faibles pertes ; influence de la dissymétrie du té .....*co-auteur :* COUMES A.	1056	SEPT
PICQUENDAR J.E.	Le 5e Congrès International « tubes pour hyperfréquences »	401	AVR
POGGI R.	Recherche des signaux pour radar à corrélation .....*co-auteur :* NICOLAS M.	171	FEV
POITEVIN J.P.	Introduction aux phénomènes non linéaires en hyperfréquences	60	JAN
POZWOLSKI A.	Application des sondes à trou à l'étude des décharges électriques dans les gaz ..	240	FEV
POZWOLSKI A.	Filtre pour signaux exponentiels	1078	SEPT
QUENTIN G.	Piézoélectricité et effets acousto-électriques dans le tellure à 77 °K *co-auteur :* THUILLIER J.M.	1293	NOV
QUINT J.	Eclairage des salles de la Maison de l'ORTF. Système de commande et de mémoire	836	JUIN
REVILLON G.	Antennes synthétiques et application aux radars à vision latérale	561	MAI
RJIGA O.	Etude des planètes à l'aide du radar..... *co-auteurs :* CHAKHOVSKI A., DOUBROVINE V., KOTELNIKOV V., KOUTNETSOV B., PETROV G.	161	FEV
RODOT M.	Technologie et propriétés des lasers à arséniure d'indium *co-auteurs :* BESSON J., LEROUX-HUGON P., LEBLOCH H.	1197	OCT
ROBIN L.	Le radiateur électromagnétique sphéroïdal allongé. Calcul de la résistance de rayonnement	1338	NOV
ROSSETTI P.	Etat actuel du développement des thyristors	350	MAR
ROUBINE E.	Introduction au Colloque sur les Antennes en milieu ionisé	1378	DEC
ROULEAU M.	Pupitres pour consoles de prise de son de la Maison de l'ORTF *co-auteur :* BOURGUIGNON M.	804	JUIN
ROULSTON D.J.	Performances des détecteurs photo-paramétriques à résistance positive.....	122	JAN
ROUZIER M.	Un réseau de connexion pour central téléphonique électronique *co-auteur :* DUQUESNE J.	195	FEV
RUPPLI M.	Problèmes de mesure des faibles températures de bruit	21	JAN
RUSSEL C.R.	Progrès et perspectives des « tubes pour hyperfréquences » *co-auteur :* WILLSHAW. W.E.	412	AVR
SAINT-ESPRIT R. Mme	Calcul des transistors VHF de puissance. Réalisation d'un transistor au silicium épitaxié fournissant 25 W à 16 MHz *co-auteurs :* FLAKS S., FOURICHON G., MICHELET P.	283	MAR
SANTEN J.G. van	Les circuits optoélectroniques	1181	OCT
SARQUIZ M.	Les techniques de la microélectronique et l'instrumentation nucléaire..	472	AVR
SAUZADE M.	Production de champs magnétiques homogènes et intenses, à l'aide de supraconducteurs. Application à la résonance magnétique nucléaire	946	J.Ao
SCHRAMBACH R.	Commutateurs semi-automatiques de modulation de la Maison de l'ORTF	781	JUIN
SCHWEITZER J.	Influence de la fiabilité du matériel sur le coût d'une mission *co-auteurs :* COCHAIN R., PEYRACHE G., SCHWOB M.	1002	J.Ao
SCHWOB M.	Influence de la fiabilité du matériel sur le coût d'une mission *co-auteurs :* COCHAIN R., PEYRACHE G., SCHWEITZER J.	1002	J.Ao
SENERET J.	Utilisation des transistors de puissance en VHF	311	MAR
SEPTIER A.	Les résonateurs supraconducteurs et leurs applications	932	J.Ao
SIDÉRIADES L.	Les solutions forcées de l'équation de Van der Pol	1216	OCT
SKENDEROFF C.	Rôle de la fonction d'ambiguïté dans les radars	540	MAI
SOUTIF M.	Les masers et leurs possibilités actuelles	41	JAN
STOREY L.R.O.	Projet d'une antenne électrique dipôle pour réception TBF dans l'ionosphère ..	1427	DEC
TAVERNIER J.	L'interaction électron-phonon dans les semiconducteurs et son application à l'amplification ultrasonore	1274	NOV
TESTEMALE H.	L'équipement d'énergie électrique de la Maison de l'ORTF	654	JUIN
THUILLIER J.M.	Piézoélectricité et effets acoustoélectriques dans le tellure à 77 °K *co-auteur :* QUENTIN G.	1293	NOV
TONNEL E.	Transistor silicium de puissance 1 W-250 MHz réalisé par triple diffusion	278	MAR

TORRES L.	Recherches sur les chambres d'ionisation remplies d'un liquide diélectrique *co-auteurs :* BLANC D., MATHIEU J., VERMANDE P.	466	AVR
TOUZEAU Ch.	Les liaisons et les commutations de la Maison de l'ORTF	733	JUIN
TUNALEY J.K.E.	Mesures à basse fréquence de l'admittance d'un dipôle dans l'ionosphère *co-auteur :* KAISER T.R.	1475	DEC
VASSY A. et E.	Bases techniques d'une étude de champ en altitude et de la propagation d'ondes T.B.F. *co-auteurs :* HAUBERT A., PAPET-LÉPINE J.	994	J.Ao
VAUCHY J.M.	Convertisseur analogique digital différentiel utilisant la modulation de durée *co-auteurs :* BIRNBAUM M., DÈVE E.	1326	NOV
VAUTIER R.	Les céramiques magnétiques dans les dispositifs à mémoire	1162	OCT
VERGNOLLE J.	Condensateurs au tantale à forte charge et à haute tension	1093	SEPT
VERMANDE P.	Recherches sur les chambres d'ionisation remplies d'un liquide diélectrique *co-auteurs :* BLANC D., MATHIEU J., TORRES L.	466	AVR
VERMEILLE R.	Analyseur de spectre à séquence rapide	1315	NOV
VUILLAUME Ph.	Etude de la température de bruit et de la bande passante des amplificateurs paramétriques à diodes semiconductrices	74	JAN
VU HUY DAT R.	Expérience d'amplification acoustique aux fréquences élevées *co-auteur :* BAUMBERGER C.	1285	NOV
WEIL H.	Etude des calculs et mesures d'impédance d'antennes en milieu ionisé	1397	DEC
WILLSHAW W.E.	Progrès et perspectives des « tubes pour hyperfréquences » *co-auteur :* RUSSEL C.R.	412	AVR

IV. - ANALYSES BIBLIOGRAPHIQUES

1. — Enseignement, formation et perfectionnement

Algèbre de Boole, par J. RUNZMANN ..... 1145 SEP
Calcul des probabilités en vue des applications, par M. GIRAULT ..... 257 FEV
Cours d'Electronique, par L. BOUCHET et A. MARTIN ..... 1366 NOV
Cours moderne de calcul des probabilités, par A. KAUFMANN ..... 1501 DEC
Dictionnaire anglais-français : Electrotechnique, Electronique et applications connexes, par H. PIRAUX 1026 J.Ao
Electricité. Fascicule II. Propagation. Electricité corpusculaire. Milieux matériels. Radioélectricité, par M. ROUAULT et P. MERGAULT ..... 1146 SEP
Electrostatique. Tome I. Les distributions, par E. DURAND ..... 1150 SEP
Fonctions caractéristiques, par E. LUKACS ..... 257 FEV
Les fonctions généralisées ou distributions, par BOUIX ..... 530 AVR
Initiation au calcul opérationnel et à ses applications techniques, par F. SALLES ..... 1027 J.Ao
Mesures électroniques, par A. HAAS ..... 528 AVR
Nombres et systèmes aléatoires, par Octav ONICESCU ..... 394 MAR
Physique et électronique des semiconducteurs, par E.J. CASSIGNOL ..... 1149 SEP
Principe et application de l'Analyse booléenne, par M. CARVALLO ..... 626 MAI
La science contemporaine, les sciences physiques et leurs applications, sous la direction de Louis LEPRINCE-RINGUET ..... 394 MAR
Tables de Logarithmes de Logarithmes et de Logarithmes de Cologarithmes. Logarithmes à six décimales, par G. BARRIÈRE ..... 1027 J.Ao
Théorie et applications des graphes de transfert, par Y. CHOW et E. CASSIGNOL ..... 258 FEV
Traité de la Méthode Scientifique, par L. LECLERQ ..... 257 FEV

2. — Etudes Scientifiques Générales

Applications des ondes hyperfréquences et infrarouges à l'étude des plasmas, par R. PAPOULAR et J. BALAZARD ..... 1147 SEP
Le convertisseur thermoionique ou convertisseur à plasma, par N.D. MORGULIS ..... 528 AVR
La détection des radiations infrarouges et ses applications, par A. DAUGUET ..... 258 FEV
Les techniques ultrasonores, par HÉMARDINQUER ..... 526 AVR

3. — Physique de l'état solide

Effets de plasma dans les solides. Actes du 7e Congrès International de Physique des Semiconducteurs, Paris 1964 ..... 529 AVR

4. — Tubes Electroniques

Emploi des tubes électroniques et des transistors, par J. FAGOT ..... 527 AVR
L'enregistrement photographique des oscillogrammes électroniques, par H.W. FRICKE ..... 394 MAR
Théorie et pratique des dispositifs photoélectriques, par H. CARTER et M. DOUKER ..... 259 FEV
Les thyratrons à cathode froide, applications industrielles, par M. DURAND ..... 260 FEV
Tubes à décharge dans les gaz, par H.L. van der HORST ..... 258 FEV
Tubes pour hyperfréquences. Travaux du 5e Congrès International, Paris, 14-18 septembre 1964 ..... 1502 DEC

5. — Composants Electroniques

Applications des ferrites et céramiques, par H.M. SCHLICKE ..... 1149 SEP
Effets des rayonnements sur les semiconducteurs. 7e Congrès International de Physique des Semiconducteurs, Paris-Royaumont 1964. Tome 3 ..... 1148 SEP
Emploi des tubes électroniques et des transistors, par J. FAGOT ..... 527 AVR
Manuel du transistor, par H.E. KADEN ..... 259 FEV
Mémoires en ferrite et circuits de logique, par C.J. QUARTLY ..... 259 FEV
Physique et électronique des semiconducteurs, par E.J. CASSIGNOL ..... 1149 SEP
Physique des semiconducteurs. 7e Congrès international, Paris 1964 ..... 529 AVR
Recombinaison radiative dans les semiconducteurs. 7e Congrès International de Physique des Semiconducteurs, Paris-Royaumont 1964, Tome 4. ..... 1148 SEP
Les semiconducteurs ..... 1501 DEC
Le transistor à jonctions en commutation, par C. LE CAN, K. HART et C. de RUYTER ..... 260 FEV
Le transistor au laboratoire et dans l'industrie, par H. SCHREIBER ..... 528 AVR

6. — Propagation des Ondes

Réflexions partielles dans l'atmosphère et propagation à grande distance, par F. du CASTEL, P. MISME, A. SPIZZICHINO et J. VOGE ..... 529 AVR

7. — Electroacoustique. — Enregistrement des sons

Acoustique et électroacoustique. Tome I. Propagation, perception et production du son, par J.J. MATRAS 1026 J.Ao
Physique appliquée à la reproduction des sons et des images, par A. DIDIER ..... 527 AVR

Proceedings of the Conference on Signal Recording on Moving Magnetic Media. Budapest, 1962 ..... 258 FEV
Stéréophonie, par N.V. FRANSSEN ..... 1149 SEP

8. — Télécommunications, Radiodiffusion, Télévision

Les calculs d'organes dans les Centraux téléphoniques automatiques modernes, par P. LE GALL ..... 529 AVR
Commandes optimales par commutation, par A. Ja. LERNER ..... 1028 J.Ao
Diodes et transistors utilisés en commutation, par R. LYON-CAEN ..... 527 AVR
Les émetteurs de télévision, par G. PLOTTIN et J. FAGOT ..... 1148 SEP
Technique du service de la télévision en couleurs, par W. HARTWICH ..... 1149 SEP

9. — Radiodétection et localisation, Radionavigation

Conception et performances du radar classique, par P. DELACOUDRE et J. SONDT ..... 528 AVR
Localisation des satellites basée sur le principe de l'interféromètre radioélectrique, par G. NACHSZUNOW 1500 DEC
Progress in Radio Science 1960-1963. Proceedings of a General Assembly of URSI. Tokyo, 1963 :
Vol. II. — *Radio and Troposphere*, by F. du CASTEL.
Val. IV. — *Radio Noise of Territorial Origin*. by F. HORNER.
Vol. VII. — *Radioelectronics*, by R.E. BURGESS ..... 1028 J.Ao
Les radars de veille modernes, par L. THOUREL ..... 1148 SEP
Satellites et fusées porteuses lancés depuis Spoutnik I et principaux programmes en cours, par G. NACHSZUNOW ..... 1500 DEC

10. — Calculateurs électroniques, Automatismes

Algèbre de Boole, par J. KUNTZWANN ..... 1145 SEP
Les capteurs de mesure, classification méthodique ..... 258 FEV
Circuits logiques et automatismes à séquences, par P. NASLIN ..... 1145 SEP
Troisième Congrès de Calcul et de Traitement de l'Information, AFCALTI, Toulouse 1963 ..... 1146 SEP
Quatrième Congrès de Calcul et de Traitement de l'Information AFIRO, Versailles, 1964 ..... 1146 SEP
Dictionnaire Elsevier de la commande automatique, par W.E. CLASON ..... 526 AVR
Dynamique statistique des circuits de régulation, par J. BENÈS ..... 1145 SEP
Dynamique statistique des systèmes linéaires de commande automatique, par V.V. SOLODOVNIKOV ..... 1027 J.Ao
Mémoires en ferrite et circuits logiques, par C.J. QUARTLY ..... 259 FEV
Méthodes mathématiques pour calculateurs arithmétiques, par A. RALSTON et H.S. WILF ..... 626 MAI
Optimalisation statistique des systèmes dynamiques, par P. LEFÈVRE ..... 1145 SEP
Les organes des systèmes asservis (3e édition), par M. PELLEGRIN, J.C. GILLE et P. DECAULNE ..... 259 FEV
Principes et applications de l'analyse booléenne, par M. CARVALLO ..... 626 MAI
Principes des calculatrices numériques automatiques, par P. NASLIN ..... 1147 SEP
Principes et construction des calculatrices numériques électroniques, par G. HAAS ..... 260 FEV
La programmation dynamique et ses applications, par R.E. BELLMAN et S.E. DREYFUS ..... 1146 SEP
La synthèse des machines logiques et son automatisation, par J. FLORINE ..... 257 FEV

11. — Electronique nucléaire et corpusculaire

Base de l'électronique quantique, par F. BERTEIN ..... 529 AVR
Dictionnaire de l'Atome, par P. MUSSET et A. LLORET ..... 526 AVR
Economie et perspectives de l'énergie atomique, par J. ANDRIOT et J. GAUSSENS ..... 257 FEV
Eléments de statistique quantique à la thermodynamique isotherme, par L. GODEFROY ..... 1147 SEP
Technologie des Réacteurs Nucléaires. Tome III, par T. REIS, P. DUMEZ, L. FROHLY, B. et G. MILLOT 1502 DEC

PUBLICATIONS DE L'A.I.E.A.

Assessment of Radioactivity in Man. Vol. I. — Proceedings of a Symposium, Heidelberg, 1964 ..... 1026 J.Ao
Assessment of Radioactivity in Man. Vol. II ..... 1501 DEC
Chemical effects of nuclear transformations. — Proceedings of a Symposium, Vienna, 1964. Vol. I et II 1501 DEC
International directory of isotopes (3e édition) ..... 527 AVR
Medical radioisotope scanning. Proceedings of a Symposium, Athens, 1964 ..... 527 AVR
Physics and material problems of reactor control rods. Proceedings of a Symposium, Vienna, 1963 ... 527 AVR
Plasma Physics. Séminaire de Trieste, 1964 ..... 1501 DEC
Radiochemical Methods of Analysis. Vol. 1. — Proceedings of a Symposium, Salzburg, 1964 ..... 1501 DEC
Radiochemical Methods of Analysis. Vol. 2 ..... 1026 J.Ao
Radioisotopes in animal nutrition and physiology. — Proceedings of a Symposium, Prague, 1964.. 1501 DEC
Responsabilité Civile en matière de dommages nucléaires. — Actes officiels de la Conférence de Vienne, 1963 1501 DEC

Bibliographical Series

N° 14. Uranium Carbides, Nitridesand Silicides ..... 1026 J.Ao

Collection « Rapports techniques »

Nº 16. **Contrats de recherche,** troisième rapport annuel	527	AVR
Nº 22. **Radiation control of salmonellae in food and feed products**	527	AVR
Nº 24. **Dessalement de l'eau au moyen d'énergie classique et d'énergie atomique**	1026	J.Ao
Nº 25. **Activité des Laboratoires de l'A.I.E.A.**	1026	J.Ao
Nº 28. **Contrats de recherche,** quatrième rapport annuel	1026	J.Ao
Nº 33. **Low background high-efficiency Geiger-Müller counter**	527	AVR
Nº 34. **Reactor shielding**	527	AVR
Nº 35. **Etude sur les possibilités d'utilisation d'un réacteur nucléaire pour l'industrialisation du Sud-Tunisien**	527	AVR
Nº 36. **Selected power reactor projects in Canada and the United States of America**	527	AVR
Nº 37. **Manual for the operation of research reactorss**	527	AVR
Nº 38. **Tables of thermodynamic data**	527	AVR
Nº 40. **Industrial Radioisotope Economics**	1026	J.Ao
Nº 41. **I.A.E.A. : Laboratory Activities.** Second report	1026	J.Ao

Safety Series

Nº 6. **Regulations for the Safe Transport of Radiactive Materiels,** 1964 revised edition	1026	J.Ao

13. — Divers

L'énergie dans la civilisation moderne, par R. CORDEBAS	1149	SEP
Equipement des Laboratoires de Recherches, par C. BALLAY, V. JOVANOVIC et H. THIEFFIN	1027	J.Ao
Guide de la protection des matériaux (2e édition), par M. DUFILS et M. TOURNIER	1147	SEP
Organisation et administration des laboratoires, par K. GUY	1501	DEC
Du sémaphore au satellite. 1865-1965	1501	DEC
Le vide, par R. CHAMPEIX	1366	NOV

L'un des plus puissants groupes européens

d'INDUSTRIES ÉLECTRIQUES

s'intéresserait à

une société française d'importation de matériel électrique ou électronique **ou à un fabricant sous licence étrangère**

DISCRÉTION ABSOLUE GARANTIE

Écrire en vue premiers contacts personnels sous référence : D 1298 O.E., à PLEIN EMPLOI, 118, rue Réaumur, Paris-2e qui transmettra.

OJD DIFFUSION · PUBLICITÉ VÉRITÉ

Le Tirage et la Diffusion

de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par

L'OFFICE DE JUSTIFICATION

DE LA

DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ

LES CAHIERS DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO ET TV

CAHIER XVIII

LE BRUIT DANS LES AMPLIFICATEURS

origines - calculs - mesures

par J. VILLE, Professeur à l'E.C.E.

Généralités - Qualification des récepteurs - Calcul du bruit - Composition des bruits et des signaux - Calcul des récepteurs - Métrologie du bruit

ÉDITIONS CHIRON - 40, RUE DE SEINE - PARIS-6e

Prix : 9,60 F à nos bureaux ou 10,30 F port compris

CCP Paris 53-35